

开关电源中磁性元器件

南京航空航天大学自动化学院

赵修科 主编

2004年8月

电话: 025-84893795(H)

025-84895975(O)

Emai: jops@nuaa.edu.cn

目 录

第一章 磁的基本概念	1
1.1 磁的基本现象	1
1.2 电流与磁场.....	1
1.3 磁的单位和电磁基本定律.....	2
1.3.1 磁感应强度(B-磁通密度)	3
1.3.2 磁通.....	3
1.3.3 磁导率 μ 和磁场强度 H	3
1.3.4 安培环路定律	4
1.3.5 电磁感应定律	5
1.3.6 电磁能量关系	6
本章要点 7	
第二章 电路中的磁性元件	8
2.1 自感	8
2.2 互感	8
2.2.1 线圈之间的互感	9
2.2.2 互感系数.....	9
2.2.3 互感电动势.....	9
2.2.4 互感电路.....	10
2.3 变压器.....	12
2.3.1 变压器空载.....	13
2.3.2 变压器负载状态.....	13
2.3.3 变压器等效电路.....	14
本章要点	15
第三章 磁路和电感计算	17
3.1 磁路的概念	17
3.2 磁路的欧姆定律	17
3.3 磁芯磁场和磁路	19
3.3.1 无气隙磁芯磁场	19
3.3.2 E型磁芯磁场和等效磁路.....	21
3.3.3 气隙磁导的计算	23
3.4 电感计算	27
3.4.1 导线和无磁芯线圈的电感计算—经验公式.....	28
3.4.2 磁芯电感.....	33
本章要点	35
第四章 软磁材料	36
4.1 磁性材料的磁化.....	36
4.2 磁材料的磁化曲线.....	36
4.2.1 磁性物质磁化过程和初始磁化曲线	36
4.2.2 饱和磁滞回线和基本参数.....	37
4.3 磁芯损耗.....	38

4.3.1 磁化能量和磁滞损耗 P_h	38
4.3.2 涡流损耗 P_e	39
4.3.3 剩余损耗 P_c	40
4.4 磁化曲线的测量和显示	41
4.4.1 测试原理和电路	41
4.4.2 磁化曲线的显示	42
4.5 相对磁导率 μ_r	43
4.5.1 最大磁导率 μ_m	43
4.5.2 初始磁导率 μ_I	43
4.5.3 增量磁导率 μ_Δ	43
4.5.4 有效磁导率 μ_e	44
4.5.5 幅值磁导率 μ_a	44
4.6 常用软磁材料	46
4.6.1 对软磁材料的要求	46
4.6.2 合金磁材料	46
4.6.3 磁粉芯	51
4.6.4 软磁铁氧体材料	52
4.7 软磁材料的选用原则	56
本章要点	56
第五章 变换器中磁芯的工作要求	58
5.1 I类工作状态—Buck变换器滤波电感磁芯	58
5.2 II类工作状态—正激变换器变压器	60
5.3 III类工作状态—推挽型变换器中变压器	62
5.3.1 输出交流时逆变器中的变压器	63
5.3.2 SPWM交流输出滤波电感	65
5.3.3 直流输出时变压器的工作状态	66
5.4 准III类工作状态—磁放大器磁芯工作状态	68
5.4.1 磁放大器原理	68
5.4.2 实际应用举例	69
本章要点	70
第六章 线圈	71
6.1 集肤效应	71
6.2 线圈磁场和邻近效应	73
6.3 变压器线圈的漏感	74
6.3.1 典型变压器磁芯的漏感分析	74
6.3.2 其他结构的漏磁	76
6.3.3 减少漏磁的主要方法—线圈交错绕	76
6.4 邻近效应对多层线圈影响	76
6.4.1 多层线圈	77
6.4.2 线圈的并联	80
6.4.3 无源损耗	81
6.5 线圈结构	82
6.5.1 绝缘、热阻和电流密度	82
6.5.2 计算有效值电流	85
6.5.3 窗口充填系数 k_w	86
6.5.4 电路拓扑	87

6.6 线圈间电容和端部电容	87
本章要点	89
第七章 功率变压器设计	90
7.1 变压器设计一般问题	90
7.1.1 变压器功能	90
7.1.2 变压器的寄生参数及其影响	90
7.1.3 温升和损耗	99
7.1.4 充填系数	92
7.1.5 电路拓扑	92
7.1.6 频率	92
7.1.7 占空度	93
7.1.8 匝数和匝比选取	94
7.1.9 磁通偏移	96
7.1.10 磁芯选择	97
7.2 变压器设计基本步骤	101
第八章 电感和反激变压器设计	106
8.1 应用场合	106
8.1.1 输出滤波电感(Buck)	106
8.1.2 Boost 和 Boost/Buck 电感	107
8.1.3 反激变压器	108
8.1.4 耦合滤波电感	109
8.2 损耗和温升	111
8.3 磁芯	111
8.3.1 磁芯气隙	111
8.3.2 散磁引起的损耗	112
8.3.3 扩大电感磁通摆幅	113
8.3.4 磁芯材料和形状	114
8.3.5 决定磁芯尺寸	114
8.4 电感计算	115
8.4.1 气隙磁芯电感	116
8.4.2 磁粉芯和恒导磁芯电感	116
8.4.3 利用电感系数 A_L 计算电感	116
8.5 电感设计	116
8.5.1 设计步骤	116
8.5.2 举例—Buck 输出滤波电感	118
8.5.3 反激变压器电感设计	120
第九章 特殊磁性元件	129
9.1 电流互感器	129
9.1.1 交流互感器	129
9.1.2 脉冲直流互感器	132
9.2 磁调节器和尖峰抑制器设计	135
9.2.1 矩形磁芯基本特性	135
9.2.2 磁放大器设计	136
9.2.3 噪声抑制磁芯	138
第十章 附录	141

10.1 单位制和转换关系	141
10.2 导线数据	142
10.2.1 漆包线规格、绝缘和耐压	142
10.2.2 英制导线规格及公制转换	143
10.2.3 电工铜带	144
10.3 铁氧体	145
10.3.1 国产铁氧体材料特性	145
10.3.2 铁氧体尺寸规格	145
10.3.3 国内外铁氧体材料对照	156
10.4 磁粉芯	156
10.4.1 磁粉芯的主要性能和规格	156
10.4.2 磁粉芯电感估算	156
10.4.3 国内外磁粉芯规格	157
10.5 矩形磁滞回线磁芯	158
10.5.1 非晶合金	158
10.5.2 噪声抑制器件	159
10.5.3 矩形磁滞回线铁氧体磁芯	159
10.6 绝缘	159
10.6.1 线圈端部处理—留边距离 Z 、端空距离 d	160
10.6.2 内层绝缘(线圈骨架到磁芯)、绕组间绝缘	160
10.6.3 线圈的裹覆、端封和灌注方式的选择	161
10.6.4 出头绝缘距离	161
10.6.5 工艺	161
10.7 磁性元件相关标准	162
10.7.1 国家标准	162
10.7.2 部分国际标准	164

第一章 磁的基本概念

磁性是某些物质的特殊的物理性能，中国人最早利用这一性质发明了指南针。从 19 世纪到 20 世纪初，麦克斯韦、楞次、法拉第和安培等科学家建立了电磁场理论和电磁基本定律，奠定了现代电磁科学发展基础。在工程上，主要是应用电磁的两个基本定律—全电流定律和电磁感应定律。

由于推演方法的不同，电磁计量存在两种不同的计量单位制—国际单位制（SI 制，或有理化单位制或 MKS 制，即米-千克-秒制）和实用单位制（或非有理化单位制，CGS 制，即厘米-克-秒制）。英美通常应用 CGS 制，而我国使用 MKS 制。

1.1 磁的基本现象

自然界中有一类物质，如铁，镍和钴，在一定的情况下能相互吸引，这种性质我们称它们具有**磁性**。使他们具有磁性的过程称之为**磁化**。能够被磁化或能被磁性物质吸引的物质叫做**磁性物质**或**磁介质**。

能保持磁性的磁性物质称为永久磁铁。磁铁两端磁性最强的区域称为**磁极**。将棒状磁铁悬挂起来，磁铁的一端会指向南方，另一头则指向北方。指向南方的一端叫做**南极 S**，指向北方的一端叫做**北极 N**。如果将一个磁铁一分为二，则生成两个各自具有南极和北极的新的磁铁。南极或北极不能单独存在。

如果将两个磁极靠近，在两个磁极之间产生作用力—同性相斥和异性相吸。磁极之间的作用力是在磁极周围空间传递的，这里存在着磁力作用的特殊物质，我们称之为**磁场**。磁场与物体的万有引力场，电荷的电场一样，都具有一定的能量。但磁场还具有本身的特性：

- (1) 磁场对载流导体或运动电荷表现作用力；
- (2) 载流导体在磁场中运动时要做功。

为形象化描述磁场，把小磁针放在磁铁附近，在磁力的作用下，小磁针排列成图 1-1(a)所示的形状。从磁铁的 N 极到 S 极小磁针排成一条光滑的曲线，此曲线称为**磁力线**(图 1-1(b))，或称为**磁感应线**，或**磁通线**。我们把 N 极指向 S 极方向定义为力线具正方向。磁力线在磁铁的外部 and 内部都是连续的，是一个闭合曲线。曲线每一点的切线方向就是磁场方向。在磁铁内部是 S 极指向 N 极。以下用磁力线方向代表磁场正方向。力线的多少代表磁场的强弱，例如在磁极的附近，力线密集，就表示这里磁场很强；在两个磁极的中心面附近力线很稀疏，表示这里磁场很弱(图 1-1(c))。但是，应当注意，磁场中并不真正存在这些实在的线条，也没有什么物理量在这些线条中流动，只是在概念上形象地说明磁现象。

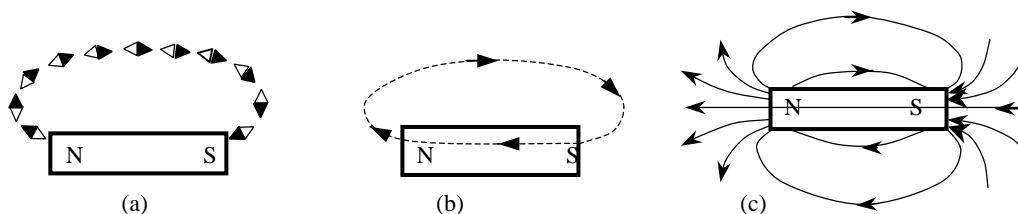


图 1-1 永久磁铁的磁场

1.2 电流与磁场

将载流导体或运动电荷放在磁场中，载流导体就要受到磁场的作用力，这说明电流产生了磁场。由此产生的磁场和磁体一样受到磁场的作用力。现代物理研究表明，物质的磁性也是电流产生的。

永久磁铁的磁性就是分子电流产生的。所谓分子电流是磁性材料原子内的电子围绕原子核旋转和自转所形成的。电子运动形成一个个小的磁体，这些小磁体在晶格中排列在一个方向，形成一个个小的磁区域—磁畴。可见电流和磁场是不可分割的，即**磁场是电流产生的，而电流总是被磁场所包围**。

运动电荷或载流导体产生磁场。根据实验归纳为安培定则，即右手定则，如图 1-2 所示。右手握住导线，拇指指向电流流通方向，其余四指所指方向即为电流产生的磁场方向，如图 1-2(a)所示；如果是螺管线圈，则右手握住螺管，四指指向电流方向，则拇指指向就是磁场方向，如图 1-2(b)所示。

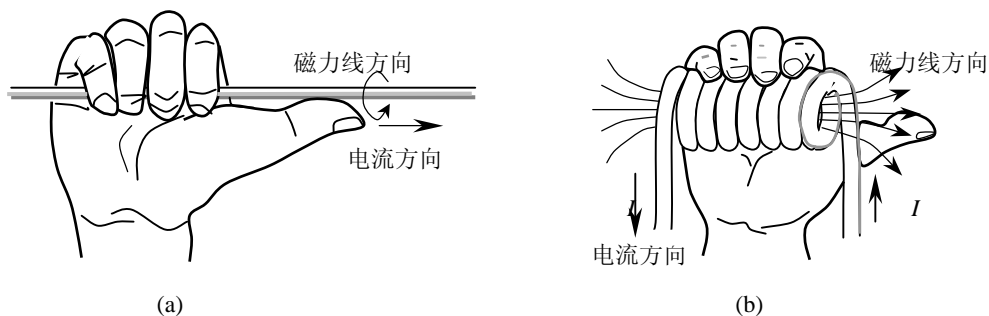


图 1-2 右手定则

图 1-3 示出了围绕两根平行载流导体的磁场，每根导体流过相等的电流，但方向相反，即一对连接电源到负载的导线。实线代表磁通，而虚线代表磁场等位面(以后说明)的截面图。每根导线有独立的磁场，磁场是对称的，并从导线中心向外径向辐射开来，磁场的强度随着离导体的距离增加反比减少。因为产生场的电流方向相反，两个场数值是相等的，但极性相反。两个场叠加在一起，在导线之间区域相互加强，能量最大。而在导线周围的其它地方，特别是远离两导线的外侧磁场强度相反，且近乎相等而趋向抵消。

图 1-4 示出了空心线圈磁场。每根导线单个的场在线圈内叠加产生高度集中和线条流畅的场。在线圈外边，场是发散的，并且很弱。虽然存储的能量密度在线圈内很高，在线圈以外的弱磁场中，还存储相当大的能量，因为体积扩展到无限大。

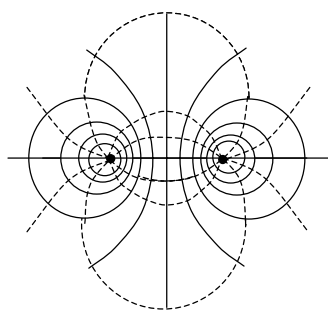


图 1-3 围绕双导体的场

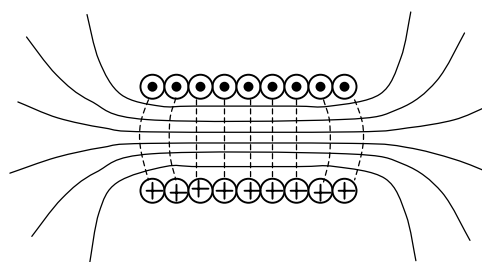


图 1-4 空心线圈

磁场不能被“绝缘”物体与它的周围隔

离开来—磁“绝缘”是不存在的。但是，磁场可以被短路—将图 1-4 的线圈放到一个铁盒子中去，盒子提供磁通返回的路径，盒子将线圈与外边屏蔽开来。

1.3 磁的单位和电磁基本定律

磁场可用以下几个物理量来表示。

1.3.1 磁感应强度 (B —磁通密度)

为了测量磁场的强弱，可通过电磁之间作用力来定义。用单位长度的导线，放在均匀的磁场中，通过单位电流所受到的力的大小($\dot{B} = \dot{F} / I$)表示磁场的强弱—磁感应强度(\dot{B})。它表示磁场内某点磁场的强度和方向的物理量。 \dot{B} 是一个矢量。力 \dot{F} ，电流 I (在导线 l 内流通)和磁感应强度 \dot{B} 三者之间是正交关系，通常用左手定则确定：伸开左手，四手指指向电流方向，拇指指向力的方向，则磁场指向手心。如果磁场中各点的磁感应强度是相同的且方向相同，则此磁场是均匀磁场。

\dot{B} 的单位在国际单位制(SI)中是特斯拉(Tesla)，简称特，代号为T。在电磁单位制(CGS)中为高斯，简称高，代号为Gs。两者的关系为 $1\text{T}=10^4\text{Gs}$ 。

1.3.2 磁通(ϕ)

垂直通过一个截面的磁力线总量称为该截面的磁通量，简称磁通。用 ϕ 表示。通常磁场方向和大小在一个截面上并不一定相同(图 1-5(a))，则通过该截面积 A 的磁通用面积分求得

$$\phi = \int_A d\phi = \int B \cos \alpha dA$$

或

$$\phi = \int_A \dot{B} d\dot{A}$$

式中 $d\phi$ —通过单元 $d\dot{A}$ 截面积的磁通；

α —截面的法线与 \dot{B} 的夹角。

在一般磁芯变压器和电感中，给定结构磁芯截面上，或端面积相等的气隙端面间的磁场 \dot{B} 基本上是均匀的(图 1-5(b))，则磁通可表示为

$$\phi = BA \quad (1-1)$$

磁通是一个标量。它的单位在 SI 制中为韦伯，简称韦，代号为 Wb，可由 B 和 A 的单位导出

$$1(\text{Wb})=1(\text{T}) \times 1(\text{m}^2)$$

在 CGS 单位制中磁通单位为麦克斯韦，简称麦，代号为 Mx。而

$$1\text{Mx}=1\text{Gs} \times 1\text{cm}^2$$

因为 $1\text{T}=10^4\text{Gs}$ ， $1\text{m}^2=10^4\text{cm}^2$ ，则

$$1\text{Mx}=10^{-8}\text{Wb}$$

在均匀磁场中，磁感应强度可以表示为单位面积上的磁通，由式(1-1)可得

$$B = \frac{\phi}{A} \quad (1-2)$$

所以磁感应强度也可以称为磁通密度。因此磁通密度的单位特斯拉也可用韦/米²，可见

$$1\text{Gs} = 10^{-4} \text{Wb}/\text{m}^2 = 10^{-8} \text{Wb}/\text{cm}^2$$

因为磁力线是无头无尾的闭合线，因此对于磁场内任意闭合曲面，进入该曲面的磁力线应当和穿出该曲面的力线数相等，所以穿过闭合曲面磁通总和为零，称为高斯定理。

1.3.3 磁导率(μ)和磁场强度 \dot{H}

1. 磁介质的磁导率(μ)和磁场强度(\dot{H})

电流产生磁场，但电流在不同的介质中产生的磁感应强度是不同的。例如，在相同条件下，铁磁介质中所产生的磁感应强度比空气介质中大得多。为了表征这种特性，将不同的磁介质用一个系数 μ 来考虑， μ 称为介质磁导率，表征物质的导磁能力。在介质中， μ 越大，介质中磁感应强度 B 就越大。

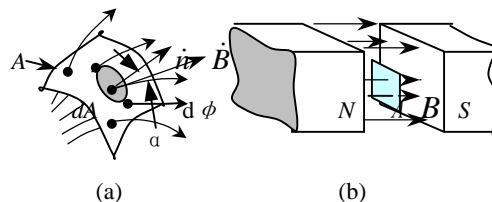


图 1-5 穿过某一截面的磁通

真空中的磁导率一般用 μ_0 表示。空气、铜、铝和绝缘材料等非磁材料的磁导率和真空磁导率大致相同。而铁、镍、钴等铁磁材料及其合金的磁导率都比 μ_0 大 $10\sim 10^5$ 倍。

最初，将真空磁导率 μ_0 定为1，其他材料的磁导率实际上是真空磁导率的倍数。沿用了很长时间，并影响到一些基本关系式的表达，就是在公式中经常出现的 4π ，现在英美还在应用，这就是非合理化单位制(CGS制)的来由。但是，近代物理经过测试，实际真空磁导率 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ 。因此其他材料的实际磁导率应当是原先磁导率乘以 μ_0 。因为在 μ_0 中包含了 4π ，这样在所有表达电磁关系的公式中没有了讨厌的 4π ，形成了所谓合理化单位制(MKS制)。这里将其他材料磁导率高于真空磁导率的倍数称为相对磁导率 μ_r 。

2. 磁场强度(\dot{H})

用磁导率表征介质对磁场的影响后，磁感应 \dot{B} 与 μ 的比值只与产生磁场的电流有关。即在任何介质中，磁场中的某点的 \dot{B} 与该点的 μ 的比值定义为该点的磁场强度 \dot{H} ，即

$$\dot{H} = \frac{\dot{B}}{\mu} \quad (1-3)$$

\dot{H} 也是矢量，其方向与 \dot{B} 相同。

相似于磁力线描述磁场，磁场强度也可用磁场强度线表示。但与磁力线不同，因为它不一定是无头无尾的连续曲线，同时在不同的介质中，由于磁导率 μ 不一样， \dot{H} 在边界处发生突变。

应当指出的是所谓某点磁场强度大小，并不代表该点磁场的强弱，代表磁场强弱是磁感应强度 \dot{B} 。比较确切地说，矢量 \dot{H} 应当是外加的磁化强度。引入 \dot{H} 主要是为了便于磁场的分析计算。

1.3.4 安培环路定律

安培发现在电流产生的磁场中，矢量 \dot{H} 沿任意闭合曲线的积分等于此闭合曲线所包围的所有电流的代数和(图1-6)，即

$$\oint_l \dot{H} d\dot{l} = \oint_l H \cos \alpha dl = \sum I \quad (1-4)$$

式中 \dot{H} —磁场中某点A处的磁场强度； $d\dot{l}$ —磁场中A点附近沿曲线微距离矢量； α — \dot{H} 与 $d\dot{l}$ 之间的夹角。 $\sum I$ —闭合曲线所包围的电流代数和。电流方向和磁场方向的关系符合右螺旋定则。如果闭合回线方向与电流产生的磁场方向相同，则为正。反之为负。式(1-4)称为安培环路定律，或称为**全电流定律**。

图1-6(a)环路包围只有 I ，所以 $\sum I = I$ ，而图1-6(b)环路包围的是正的 I_1 和负的 I_2 ，尽管图中有 I_3 存在，但它不包含在环路之内，所以 $\sum I = I_1 - I_2$ 。

以环形线圈为例(图1-7)来说明安培定律的应用。环内的介质是均匀的，线圈匝数为 N ，取磁力线方向作为闭合回线方向，沿着以 r 为半径的圆周闭合路径 l ，根据式(1-4)的左边可得到

$$\oint \dot{H} d\dot{l} = Hl = 2\pi r \times H \quad (1-5)$$

方程的右边

$$\sum I = IN$$

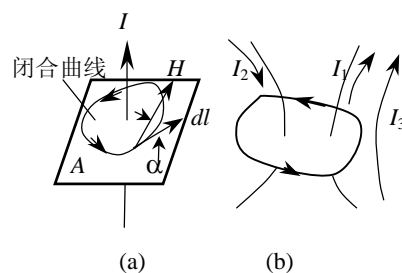


图1-6 安培环路定律

因此

$$H \times 2\pi r = Hl = IN \quad (1-6)$$

即

$$H = \frac{IN}{2\pi r} = \frac{IN}{l} \quad (1-7)$$

式中 r 一环的平均半径，如果环的内径与外径之比接近1，认为环内磁场是均匀的， $l=2\pi r$ 为磁路的平均长度。

H —半径 r 处的磁场强度。如果内径与外径相差较大，可以用下式计算平均长度

$$l = \frac{2\pi(r_2 - r_1)}{\ln \frac{r_2}{r_1}} \quad (1-8)$$

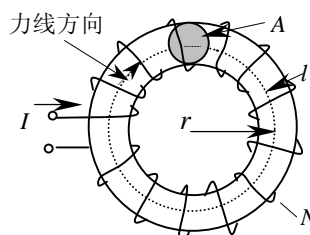


图 1-7 环形线圈

工程上，磁路中词感应 \dot{B} 经常与截面垂直，磁场强度 \dot{H} 方向与平均路径一致，故在以后的各章中， \dot{B} 和 \dot{H} 不再用矢量表示。

在SI制中磁场强度的单位为安/米，代号为A/m。在CGS制中为奥斯特，代号为Oe。它和A/m之间的关系为

$$1\text{A/m} = 1 \times 10^{-2} \text{A/cm} = 0.4\pi \times 10^{-2} \text{Oe}$$

即

$$1\text{A/cm} = 0.4\pi \text{Oe}$$

由式(1-7)可见， H 与电流大小、匝数和闭合路径有关，而与材料无关。

式(1-6)中线圈电流和匝数的乘积 IN 称为磁动势 F ，即

$$F = IN$$

由此产生磁通，它的单位是安培(A)。

在引出磁场强度以后，根据式(1-3)得到

$$\mu = \frac{\dot{B}}{\dot{H}}$$

由此得到磁导率 μ 的单位：

$$\mu \text{ 的单位} = \frac{\text{Wb/m}^2}{\text{A/m}} = \frac{\text{V} \cdot \text{S}}{\text{A} \cdot \text{m}} = \frac{\Omega \cdot \text{S}}{\text{m}} = \text{H/m (亨/米)}$$

在SI制中是亨/米，代号为H/m。在CGS制中是高/奥，与SI制关系为

$$1\text{H/m} = \frac{10^7}{4\pi} \text{Gs/Oe}$$

由实验测得，真空磁导率为

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m} = 0.4\pi \times 10^{-8} \text{H/cm}$$

在CGS制中， μ_0 的单位为高/奥，数值为1。

1.3.5 电磁感应定律

由实验可知，如果一个条形磁铁插向线圈中(图1-8)时，接在线圈两端的电流表指针将发生偏转；如果磁铁不动，则电流表指针不转动。如果将磁铁从线圈中取出，电流表指针与插入时相反方向偏转。由此可见，当通过线圈的磁通发生变化时，不论是什么原因引起的变化，在线圈两端就要产生感应电动势。而且磁通变化越快，感应电动势越大，即感应电动势的大小正比于磁通的变化率，对于1匝线圈，即

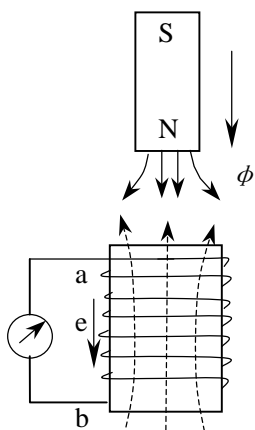


图 1-8 电磁感应

$$e = \left| \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \right|$$

如果是一个 N 匝线圈，每匝的磁通变化如果相同，则

$$e = N \left| \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \right| = \left| \frac{\Delta(N\phi)}{\Delta t} \right| = \left| \frac{\Delta\psi}{\Delta t} \right|$$

式中 $\psi = N\phi$ 是各线圈匝链的总磁通，称为**磁链**。由上式可见，磁通单位韦伯，也就是伏秒。即单匝线圈匝链的磁通在 1s 内变化 1Wb 时，线圈端电压为 1V。可见，可以利用这个关系定义磁通单位(伏秒—Vs)，再由磁通单位定义磁通密度 B 的单位。

上式就是**法拉第定律**。但此定律只说明感应电动势与磁通变化率之间的关系，并没有说明感应电动势的方向。楞次阐明了变化磁通与感应电势产生的感生电流之间在方向上的关系。即在电磁感应过程中，感生电流所产生的磁通总是阻止磁通的变化。即当磁通增加时，感生电流所产生的磁通与原来磁通方向相反削弱原磁通的增长；当磁通减少时，感生电流产生的磁通与原来的磁通方向相同，阻止原磁通减小。感生电流总是试图维持原磁通不变。这就是**楞次定律**。习惯上，规定感应电动势的正方向与感生电流产生的磁通的正方向符合右螺旋定则，因此上式可写为

$$e = -N \frac{d\phi}{dt} = -\frac{d\psi}{dt} \quad (1-9)$$

这种感生电流企图保持磁场现状的特性，正表现了磁场的能量性质。因此楞次定律也称为磁场的惯性定律。法拉第定律和楞次定律总称为**电磁感应定律**。

1.3.6 电磁能量关系

为使研究问题简化，我们考察图 1-9 所示的 N 匝环形线圈。环的外径 D 与内径 d 之比接近 1，磁路的平均长度为 $l = \pi(D+d)/2$ 线圈电流在环的截面 A 内产生的磁场是均匀的。环的磁介质磁导率 μ 为常数。当电压 u 加到线圈输入端时，在线圈中产生电流，引起磁芯中磁场变化。

根据电磁感应定律有

$$u = -e = N \frac{d\phi}{dt} = NA \frac{dB}{dt} \quad (1-10)$$

线圈中磁通增长，相应的磁化电流

$$i = \frac{Hl}{N}$$

因此，电路输入到磁场的能量 W_e 为

$$W_e = \int_0^t i u dt = \int_0^t \frac{Hl}{N} NA \frac{dB}{dt} dt \quad (1-11)$$

在经过时间 t ，线圈中磁场达到了 B ，因此上式可改写为

$$W_e = \int_0^B AlH dB = V \int_0^B H dB \quad (1-12)$$

式中 $V = Al$ —磁场的体积。上式左边是电源提供给磁场的能量 W_e ，右边是磁场存储的能量 W_m 。因 μ 为常数，即 $B = \mu H$ ，则存储在磁场中能量为

$$W_m = V \int_0^B \frac{B}{\mu} dB = V \frac{B^2}{2\mu} = \frac{BH}{2} V = \frac{\mu VH^2}{2} \quad (1-13)$$

由式 (1-13) 可见，在磁导率为常数的磁场中，单位体积磁场能量是磁场强度与磁感应强度乘积的 1/2。

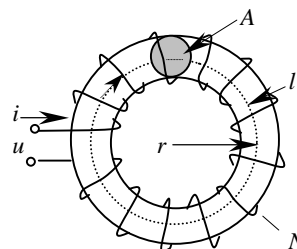


图 1-9 电磁能量关系

例1: 磁导率为 $\mu = 60 \times 10^{-7}$ 亨/米的环形磁芯, 如图1-9所示, 磁芯截面积 $A=2\text{cm}^2$, 平均磁路长度 $l=16\text{cm}$, 线圈匝数 $N=50$ 匝, 通过线圈电流为 1A 。求磁芯中存储的能量。

解: 磁芯中平均磁场强度

$$H = \frac{IN}{l} = \frac{1 \times 50}{16} = 3.125\text{A/cm} = 312.5\text{A/m}$$

磁芯的体积

$$V = l \times A = 16 \times 2 = 32\text{cm}^3 = 32 \times 10^{-6} \text{m}^3$$

磁芯中存储的能量

$$W_m = V \frac{\mu H^2}{2} = 32 \times 10^{-6} \times \frac{60 \times 10^{-7} \times 312.5^2}{2} = 9.35 \times 10^{-6} \text{焦耳}$$

本章要点

- 只要有电流, 不管是恒定的还是变化的, 都会产生磁场。这个电流可能是电路中电流, 也可能是分子电流。
- 磁场用磁力线形象描述。磁力线是无头无尾的光滑曲线, 其切线方向表示磁场方向。在磁铁外部, 磁力线是由北极指向南极; 而在内部是南极指向北极。
- 磁场和电场以及万有引力场一样, 是有能量的。因此建立磁场需要送入能量, 使磁场消失需释放能量, 同时送入或释放能量都需要时间。
- 磁与电之间的关系服从于两个基本定律: 1. 全电流定律(安培环路定律)——沿闭合回路磁场强度的线积分等于闭合回路包围的电流代数和。2. 电磁感应定律(法拉第定律和楞次定律)——一个线圈包围的磁通(或导体在磁场中切割磁通运动, 这里不讨论)发生变化时, 在线圈端产生感应电势, 感应电势如产生电流, 此电流产生的磁场阻止线圈包围的磁通变化。这两个定律是双向的。
- 磁场计量单位有两种单位制: 非有理化单位制——实用单位制, 即CGS制和有理化单位制——国际单位制, 即SI制。它们的转换关系如表10-1。

参考文献

1. 《电工原理》 梁福如 甘世骥 赵秀珠 编 航空工业技工教材编审委员会 1985年
2. 《电工基础》 秦曾煌 高等教育出版社 1990
3. 《Magnetic Powder Cores—Powder Core Division》 The Arnold Engineering Company.
4. 《Unitrode Magnetics Design Handbook》—Magnetics Design for Switching Power Supplies Lloyd H. Dixon
5. 《Permanent Magnets and Magnetism》 D. Hadfield London Iliffe Books LTD 1962
6. 《Permanent Magnets and Their Application》 Rollin J. Parker, Robert J. Studders. John Wiley and Sons, Inc. 1962

第二章 电路中的磁性元件

应用安培环路定律和电磁感应定律，将磁性元器件的电磁关系简化为电路关系—自感、互感和变压器，使得分析和计算简化。

2.1 自感

通常磁通或磁链是流过线圈的电流*i*产生的。如果线圈中磁介质的磁导率 μ 是常数时， $\psi(\phi)$ 与*i*成正比关系，即

$$\psi = Li$$

如果磁通(ϕ)匝链全部激励线圈匝数*N*，则

$$L = \frac{\psi}{i} = \frac{N\phi}{i} \quad (2-1)$$

式中*L*—称为线圈*N*的**自感系数**，通常简称为**自感**或**电感**。由式(2-1)得到电感*L*的定义为单位电流产生的总磁通链。对于给定线圈磁路，线圈电流越大，产生的磁链越多。

将 $\psi=Li$ 代入式(1-9)，可以得到

$$e = -L \frac{di}{dt} \quad (2-2)$$

由式(2-2)也可以定义电感量的单位：流过电感线圈电流在1s内均匀地变化1A时，如果产生感应电势正好为1V，则此电路中线圈电感量定义为1亨利，简称为亨，代号为H。即

$$L = \frac{1V \times 1s}{1A} = 1(H) \quad (2-3)$$

从式(2-3)可见，亨利是伏秒/安培，故电感单位也可表示为欧·秒。

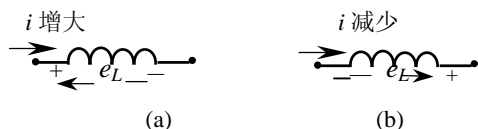


图 2-1 自感电动势与电流变化的关系

式(2-2)右边的负号表示电感两端的感应电势 e_L 总是阻止电流的变化。当电流增大时，感应电势与电流方向相反；电流减小时，自感的感应电势与电流方向相同(图2-1所示)。总是试图维持电感电流不变，即试图维持线圈包围的磁通不变。

电感阻止电流变化的性质表明电感的储能特性。当电压加到电感量为*L*的线圈上时，在线圈两端产生感应电势(式(2-2))，在线圈中产生电流。在时间*t*内，电流达到*i*，电源传输到电感的能量：

$$W_e = \int_0^t u i dt = \int_0^t i L \frac{di}{dt} dt = \int_0^i L i di = \frac{1}{2} L i^2 \quad (J) \quad (2-4)$$

由式(1-11~1-13)和(2-4)可见，电源输出的能量变为磁场能量。在电路中存储能量的大小与电感的一次方成正比，与电流的二次方成正比。反映在电路中磁场能量是电感电流。电感电流存在，磁场存在；电流为零，磁场消失。建立磁场或使磁场消失，需要从电源向电感输入或从电感释放能量。要使一定电感电流减少或增加某一数值，因为有能量的输出和输入，都必须经过一定的时间完成，不可能在瞬间改变。特别是载流电感要使磁场为零时必须将电感转接到一个闭合损耗回路，提供能量释放。

还应当注意，本质上，电感阻止电流变化的特性就是阻止电感磁芯中磁通变化的特性。

2.2 互感

2.2.1 线圈之间的互感

如果绕在一个磁芯上有两个匝数分别是 N_1 和 N_2 的线圈，即互相间有磁通链合，如图2-2所示。当 N_1 中流过的电流 i_1 发生变化时，此电流产生的磁通 ϕ_{11} 也发生变化。根据电磁感应定律，在 N_1 上产生感应电势，这就是自感电势。由于 N_1 和 N_2 有磁的联系，即磁通 ϕ_{11} 不仅链合 N_1 ，而且其中一部分 ϕ_{12} 穿过 N_2 ， i_1 变化时， ϕ_{12} 也随之变化。因此在 N_2 中也产生感应电势；反之，如果在 N_2 中电流 i_2 发生变化时，同样也会在 N_1 中产生感应电势，这种现象称为**互感现象**。由互感现象产生的电势称为互感电动势。由 i_1 (i_2)在 N_2 (N_1)中产生的磁通 ϕ_{12} (ϕ_{21})称为互感磁通。各线圈之间的磁通相互匝链的关系称为**磁耦合**。

2.2.2 互感系数

在图2-2中 ϕ_{11} 产生的磁通 ϕ_{12} 与线圈 N_2 交链，其磁链为 $\psi_{12}=N_2\phi_{12}$ 。因磁通大小与电流 i_1 的大小成正比，对于一定的匝数 N_2 ，磁链 ψ_{12} 也与电流 i_1 成正比，可表示为：

$$\psi_{12} = M_{12}i_1 \quad (2-5)$$

此比例系数 M_{12} 称为线圈 N_1 和 N_2 之间的**互感系数**，简称互感：

$$M_{12} = \frac{\psi_{12}}{i_1} \quad (2-6)$$

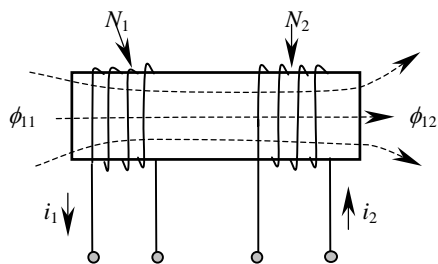


图 2-2 互感现象

同理， N_2 和 N_1 之间的互感系数为 M_{21} 。一般 $M_{12} \neq M_{21}$ 。取其几何平均值 $M = \sqrt{M_{12}M_{21}}$ 。互感定义为单位电流流过线圈 N_1 时，在 N_2 中产生的磁链。互感 M 越大，表明在 N_1 中的电流在 N_2 中产生的磁链越多。互感单位与自感相同，也是亨利。

线圈之间的互感 M 是线圈间的固有参数。它与两线圈的匝数，几何尺寸，相互位置和磁介质有关。当用磁性材料作为耦合磁介质时，由于磁导率 μ 不是常数，故 M 也不是常数；若磁介质是非磁性材料，则 M 为常数。

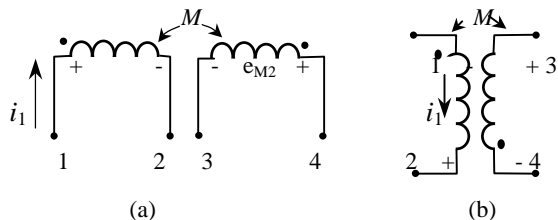
2.2.3 互感电动势

根据电磁感应定律，互感电动势的参考方向应以互感磁通为准，用安培定则决定。线圈 N_1 中电流 i_1 在 N_2 上产生的互感电势为：

$$e_{M2} = -\frac{d\psi_{12}}{dt} = -\frac{M_{12}di_1}{dt} \quad (2-7a)$$

同样地在线圈 N_2 中电流 i_2 在 N_1 中产生的感应电势为：

$$e_{M1} = \frac{-d\psi_{21}}{dt} = -\frac{M_{21}di_2}{dt} \quad (2-7b)$$



题 2-3 同名端

由上两式表明，互感电势大小取决于电流的变化率。感应电势的方向不仅取决于互感磁通的增加还是减少，而且还取决于线圈的绕向。但绕好的线圈有时无法在外形上判断绕向，同时在绘图时，画出实际绕组绕向显得十分不便，因此通常线圈的一端用‘·’表示所谓同名端。即电流从两个线圈的同名端流入，磁通是互相加强的；反之磁通互相抵消。用同名端画出互感线圈如图2-3所示。这样不必画出线圈的绕向， M 和箭头表示两个线圈互感为 M 的磁耦合。这样当 i_1 增加时，线圈上感应电势的符号如图2-3(a)所示。根据自感电势判断‘1’端为‘+’，‘2’端为‘-’；根据同名端定义，立即判断出‘4’端为‘+’，‘3’端为‘-’。当 i_1 减

少时，线圈上感应电势维持电感电流不变，感应电势符号如图2-3(b)所示。‘1’端为‘-’，‘2’端为‘+’；根据同名端定义，立即判断出‘4’端为‘-’，‘3’端为‘+’。

2.2.4 互感电路

1. 电压平衡方程

在研究两个线圈的磁耦合时，产生自感电势的磁通是本身线圈电流产生的(式2-1)；而互感电势磁通是另一个线圈电流产生的(式2-7)。如果分别从具有互感的两个线圈的同名端流入增量电流 i_1 和 i_2 (图2-4(a))，它们所产生的磁通方向相同，磁通相互叠加，因此线圈上感应电势增大，即自感电势与互感电势极性相同。根据电势和电压降之间的关系，两个线圈电压分别表示为

$$u_1 = -e_{L1} - e_{M2} = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \quad (2-8)$$

$$u_2 = -e_{L2} - e_{M1} = L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} \quad (2-9)$$

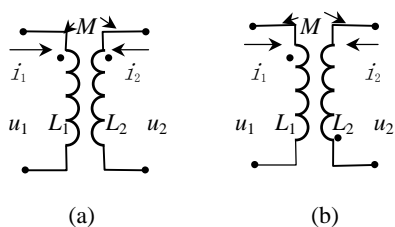


图 2-4 互感电势

如果一个线圈的电流从‘·’端流入，而另一线圈从非‘·’端—异名端流入(图2-4(b))，两个线圈电流产生的磁通方向相反，线圈上感应电势减小，即自感电势与互感电势极性相反，两个线圈端电压为：

$$u_1 = -e_{L1} + e_{M2} = L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt}$$

$$u_2 = -e_{L2} + e_{M1} = L_2 \frac{di_2}{dt} - M \frac{di_1}{dt}$$

从上面分析可见，如果在一个线圈中流过直流电流，即耦合的磁通不变化，则在另一个线圈中是不会产生互感电势的。

2. 耦合系数

当两个有互感的线圈 N_1 通过电流 i_1 时(图2-5)，线圈 N_1 产生的磁通 ϕ_{11} (第一个下标表示产生磁通线圈号，第二个下标表示磁通过的线圈号)可分为两个部分：一部分是同时匝链两个线圈的互感磁通 ϕ_{12} ，另一部分磁通只与激励线圈 N_1 匝链，不与 N_2 链合，称为漏磁通 ϕ_{1s} ，它是激励源产生的。漏磁通的大小与线圈间耦合紧密程度、线圈绕制工艺、磁路的几何形状、磁介质性能等因素有关。应当指出，本书中的漏磁和在以后提到的漏感仅在磁耦合线圈(变压器或耦合电感)中存在。漏感是相对互感存在的。独立电感不存在漏感问题。

如果将互感磁通与总磁通之比称为线圈 N_2 对线圈 N_1 的耦合度 k_1 ，则

$$k_1 = \frac{\phi_{12}}{\phi_{11}}$$

同理，线圈 N_2 的电流产生的互感磁通 ϕ_{21} 与其总磁通 ϕ_{22} 之比称为线圈 N_1 对线圈 N_2 的耦合度 k_2 为：

$$k_2 = \frac{\phi_{21}}{\phi_{22}}$$

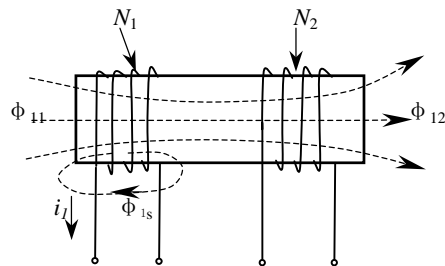


图 2-5 耦合线圈

如两个线圈都有电流流通，通过互感互相影响，为了表明耦合程度，通常采用 k_1 和 k_2 的几何平均值 k 来表示，即

$$k = \sqrt{k_1 k_2} = \sqrt{\frac{\phi_{12}}{\phi_{11}} \cdot \frac{\phi_{21}}{\phi_{22}}} = \sqrt{\frac{N_1 N_2 \phi_{12} \phi_{21} i_1 i_2}{N_1 N_2 \phi_{11} \phi_{22} i_1 i_2}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2-10)$$

由于 $\phi_{12} < \phi_{11}$, $\phi_{21} < \phi_{22}$, 所以 $k < 1$ 。只有在没有漏磁通的情况下 $k=1$ 。磁芯闭合磁路互感线圈可近似 $k=1$, 称为全耦合, 此时互感 M 最大:

$$M_m = \sqrt{L_1 L_2} \quad (2-11)$$

所以, 在一般情况下, 耦合系数可表示为

$$k = \frac{M}{M_m} \quad (2-12)$$

它是实际互感和最大互感的比值。

3. 互感的串联与并联

(1) 互感线圈的串联

电感值分别为 L_1 、 L_2 的两个线圈, 它们之间如果没有磁耦合, 串联后的总的等效电感量为两个线圈电感之和 $L=L_1+L_2$ 。如果两个线圈之间存在互感, 同时异名端相连一正接(图2-6(a))时, 也就是电流都是从两个线圈的同名端流入或流出, 假定电流从同名端流入, 则有

$$\begin{aligned} U_1 &= (L_1 \frac{di}{dt} + M \frac{di}{dt}) + (L_2 \frac{di}{dt} + M \frac{di}{dt}) \\ &= (L_1 + 2M + L_2) \frac{di}{dt} = L_p \frac{di}{dt} \end{aligned}$$

式中

$$L_p = L_1 + L_2 + 2M \quad (2-13)$$

为正接时的等效电感, 也称互感线圈的**全电感**。

如果两个线圈的同名端相接(图2-6(b)), 则有

$$\begin{aligned} U_1 &= (L_1 \frac{di}{dt} - M \frac{di}{dt}) + (L_2 \frac{di}{dt} - M \frac{di}{dt}) \\ &= (L_1 + L_2 - 2M) \frac{di}{dt} = L_n \frac{di}{dt} \end{aligned}$$

式中

$$L_n = L_1 + L_2 - 2M \quad (2-14)$$

为反接时等效电感。可见 $L_p > L_n$ 。因为 L_n 不可能为负值, 故互感必须满足

$$M \leq (L_1 + L_2) / 2$$

$$L_p - L_n = (L_1 + L_2 + 2M) - (L_1 + L_2 - 2M) = 4M$$

或

$$M = (L_p - L_n) / 4 \quad (2-15)$$

式(2-15)表示了互感与正接和反接等效电感的**关系**。我们可以利用这一关系测试两个线圈之间的互感大小。还可以利用互感串联原理判别线圈的同名端。

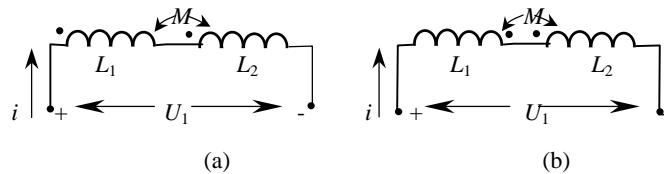


图 2-6 互感线圈的串联

(2) 互感线圈的并联

将没有互感的两个电感量为 L_1 和 L_2 的两个线圈并联, 其等效电感为

$$L = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} \quad (2-16)$$

如果两个有互感的线圈相连时，有两种情况：同名端相连和异名端相连(图2-7(a), (b))。端电压方程为

$$U = L_1 \frac{di_1}{dt} \pm M \frac{di_2}{dt}$$

$$U = L_2 \frac{di_2}{dt} \pm M \frac{di_1}{dt}$$

式中的±按如下原则决定：同名端并联时取正，异名端连接时取负。因*i*=*i*₁+*i*₂，代入上式，经化简得到等效电感为

$$L = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 + L_2 \mp 2M} \quad (2-17)$$

显然式中*L*不会为负值，*k*<1，*L*₁*L*₂-*M*²>0，则

$$M < \sqrt{L_1 L_2}$$

可以证明，同名端并联，当*L*₁=*L*₂且*k*→1时，等效输入电感为

$$L = \frac{L_1 L_2 - k^2 L_1 L_2}{L_1 + L_2 - 2k \sqrt{L_1 L_2}} = \frac{(1 - k^2) L_1 L_2}{L_1 + L_2 - 2k \sqrt{L_1 L_2}} = \frac{1 - k}{1 + k} L_1 = L_1$$

这相当于同一磁芯上的线圈并联，如果它们之间耦合不好*k*<1，并联后电感小于单线圈电感。如果两线圈电感量不等 (*L*₂≠*L*₁) 而*k*→1,由上式可见，等效电感为零。这是因为形成短路环流。

由式 (2-17) 读者可推导异名端并联时等效电感。

例2: 在开关电源中，直流输出接成差模滤波如例图1 (a) 所示。测得*L*₁=0.51mH=*L*₂。如果将输出端短路，测得总电感为*L*=2mH。求互感系数*M*和耦合系数*k*。如果接成共模滤波 (图1(b))，当输出短路时，输入端差模等效电感量是多少？输出输入端分别短接，输入与输出端之间的等效电感是多少？

解: 因为总电感量大于两个线圈的电感量之和，所以是耦合电感。根据式 (2-13) 得到总电感

$$M = \frac{L - (L_1 + L_2)}{2} = \frac{2 - 0.51 \times 2}{2} = 0.49 \text{ mH}$$

耦合系数

$$k = \frac{M}{M_m} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{0.49}{0.51} = 0.96$$

如果接成共模滤波，相当于互感同名端连接，输入端等效差模电感为

$$L_d = L_1 + L_2 - 2M = 0.51 + 0.51 - 2 \times 0.49 = 0.04 \text{ mH}$$

输入输出端分别等效短接 (例如输入和输出端分别接有电容，对所研究的频率阻抗很小) 时，共模电感是耦合电感同名端并联，等效输入电感

$$L_p = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 + L_2 - 2M} = \frac{0.51 \times 0.51 - 0.49^2}{0.51 + 0.51 - 2 \times 0.49} = 0.5 \text{ mH}$$

2.3 变压器

变压器是一个具有多线圈的耦合电感，即具有互感的一个或更多线圈构成的。图2-8(a)示出了两线圈变压器结构图，(b)为简化等效电路图。磁芯保证所有线圈产生的大部分磁通经过高磁导率磁路。图中接输入电压的线圈*N*₁为初级(也可称为原边，一次边，原方等)，输出线圈*N*₂为次级(也可称为副边，二次边，副方等)。

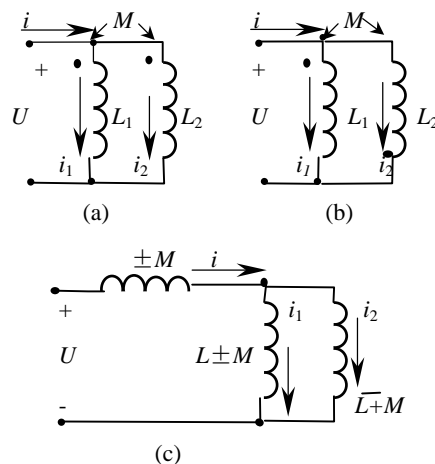
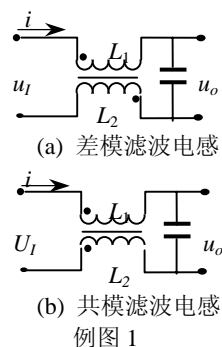


图 2-7 互感线圈的并联



2.3.1 变压器空载

在变压器的初级加一电压 u_i ，而次级不接任何负载(图2-8中S打开)，称为变压器空载。并假定初级与次级线圈全耦合 $k=1$ ，且所有线圈电阻为零。根据电磁感应定律， N_1 的端电压为

$$u_i = N_1 \frac{d\phi_{11}}{dt} = L_1 \frac{di_1}{dt} \quad (2-18)$$

式中 L_1 一次级开路时的初级电感；在时间 t 时刻，磁芯中磁通和线圈中电流分别为

$$\begin{aligned} \phi_{11t} &= \int_0^t \frac{u_i}{N_1} dt \\ i_{1t} &= \int_0^t \frac{u_i}{L} dt \end{aligned} \quad (2-19)$$

线圈产生的感应电势等于输入电压，引起 N_1 中电流 i_{1t} ，产生磁芯中磁通 ϕ_{11t} 。所以电流 i_{1t} 称为激磁电流。对应的 ϕ_{11t} 称为主磁通。

因为是全耦合，在 N_2 中磁通变化率 $d\phi_{12}/dt$ 与 N_1 中相同， $d\phi_{12}/dt=d\phi_{11}/dt$ 。 N_2 的端电压为

$$u_2 = e_{M2} = M \frac{di_1}{dt} = N_2 \frac{d\phi_{12}}{dt} \quad (2-20)$$

根据式(2-18)和(2-20)，次级输出电压与输入电压的关系为

$$\frac{u_i}{u_2} = \frac{N_1}{N_2} = n = \frac{L_1}{M} \quad (2-21)$$

式中 $n=N_1/N_2$ 称为变比。因为是全耦合， $M = \sqrt{L_1 L_2}$ ，则变比

$$n = \frac{L_1}{\sqrt{L_1 L_2}} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (2-22)$$

式中 L_2 为初级 N_1 开路时次级电感。

2.3.2 变压器负载状态

如果将次级与负载接通(图2-8中开关S合上)，在次级线圈中就产生电流 $i_2=u_2/Z$ 流经负载。电流 i_2 在线圈 N_2 中产生磁势 $i_2 N_2$ 将产生磁通 ϕ_2 ，与初级 $i_1 N_1$ 产生的磁通 ϕ_1 的方向相反。为了维持与空载一样的感应电势 e_1 所需的磁通变化量 $\phi_{11t}=\phi_1-\phi_2$ ，必须加大输入电流 i_1 保持激磁磁势 $i_{1t} N_1$ 基本不变，即

$$i_{1t} N_1 = i_1 N_1 - i_2 N_2 \quad (2-23)$$

或

$$i_1 = i_{1t} + \frac{N_2}{N_1} i_2 = i_{1t} + i'_2 \quad (2-24)$$

式中 $i'_2 = \frac{N_2}{N_1} i_2$ 为负载反射电流。负载电流越大，反射到初级电流也就越大。当激磁电感很大时，理想时为无穷大。则激磁电流为零。由式(2-24)可以得到

$$i_1 = i'_2 = \frac{N_2}{N_1} i_2 \quad (2-25)$$

由此可见，初级和次级电流变化量之比与其匝数成反比。因此变压器也可称为电流变换器。由图2-8可见，输入电流从初级(N_1 同名端)流入，从次级(N_2)同名端流出，变压器输出功率

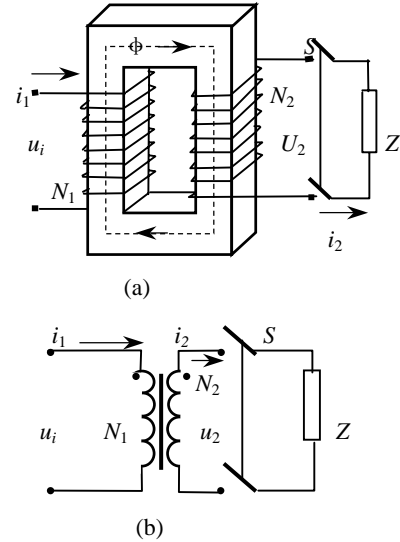


图 2-8 变压器的空载和负载

$$P_o = i_2 \times u_2$$

变压器如果是理想的，即线圈电阻为零，激磁电流为零，初次级紧耦合，次级感应电势等于输出端电压，根据式(2-21)和(2-25)得到

$$P_o = i_2 \times u_2 = \frac{N_1 i_1}{N_2} \cdot \frac{u_1 N_2}{N_1} = u_1 i_1 \quad (2-26)$$

可见，输入功率等于输出功率。激磁磁场只是提供能量传输条件，不需要在磁场中存储能量，变压器作为能量传输之用。为了减小激磁电流，增大激磁电感，磁路应采用高磁导率材料。

注意：

1. 变压器负载时，次级电流产生的磁势是去磁磁势。要在次级线圈中产生相同的磁通变化，激励源应提供抵消去磁磁场电流，并且还要保证与空载相同的磁通变化。没有相同的磁通变化，次级电压就不存在。激磁是保证能量传输的基础。
2. 全耦合时，如果初级激磁电流 i_{1m} 断开，为保持磁通不变，在任意闭合的次级产生感应电流，在初级断开瞬时，应当满足 $i_{1m} N_1 = i_{2m} N_2$ 。 i_{2m} —断开初级瞬时维持断开时磁芯磁通的次级电流。理想情况下， i_{1m} 到 i_{2m} 的转换是瞬时的。如果 i_{1m} 从同名端流入，维持磁通不变的 i_{2m} 也应当从同名端流入。
3. 设次级线圈电阻为零，如果用一个电流源 i_{1m} 激励初级，次级处于短路状态，应满足 $i_{1m} N_1 = i_{2m} N_2$ 。次级电流将一直保持下去，磁芯中磁状态保持不变。如果线圈有电阻，次级电流在电阻上有压降。次级将有相应的感应电势，磁芯磁通将发生变化。磁通变化，初级激励 i_{1m} 也对应变化。这就是电流互感器工作状态。

2.3.3 变压器等效电路

(1) 理想变压器

如果磁芯磁导率 $\mu = \infty$ ，激磁电流为零。同时初级与次级线圈全耦合，且线圈电阻为零。也不考虑磁芯损耗和饱和。这种变压器称为理想变压器。

当输出端有负载时，输入电流增加。考虑到式(2-25)和(2-21)。因此变压器的等效输入阻抗

$$Z' = \frac{u_1}{i_1} = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \frac{u_2}{i_2} = n^2 Z \quad (2-27)$$

式中 Z' 称为反射阻抗。负载阻抗折算到初级要乘以变比的平方。变压器除了变换电压和能量传输外，还可以获得阻抗匹配。根据式(2-24)及式(2-27)画出理想变压器负载等效电路如图2-9所示。

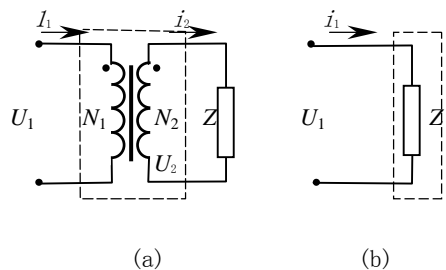


图 2-9 理想变压器及其等效电路

(2) 实际变压器

实际变压器中，由于磁芯和线圈都不是理想的，存在许多寄生参数。在变压器建模时应当考虑这些寄生参数。

首先磁芯 μ 不是无限大，有一定电感量，即激磁电感。根据式(2-24)，初级电流等于反射电流与激磁电流之和，所以激磁电感与理想变压器并联（图2-10(a)）。

其次，次级和初级线圈不是全耦合，如图2-5所示。次级包围的磁通 ϕ_{12} 是总磁通 ϕ_{11} 的一部分。根据电磁感应定律有

$$u_i = N_1 \frac{d\phi_{11}}{dt} = \frac{d\Psi_s}{dt} + N_1 \frac{d\phi_{12}}{dt} = u_s + u_1 \quad (2-28)$$

式中 $u_1 = N_1 d\phi_{12}/dt$ —有互感的磁通部分压降；次级电压

$$u_2 = N_2 \frac{d\phi_{12}}{dt} = \frac{N_2 u_1}{N_1} \quad (2-29)$$

而 $u_s = N_1 d\phi_s/dt$ —漏感电压降。或

$$u_s = L_s \frac{di_1}{dt} = \frac{d\Psi_s}{dt}$$

因此，初级的漏感

$$L_{1s} = \frac{\Psi_s}{i_1} \quad (2-30)$$

式中 i_1 —初级电流。从式 (2-28) 可见，漏感抗 L_s 与理想变压器是串联的(图2-10(b))。因此，如果输出短路，同时次级线圈电阻为零，初级电压全部加在漏感上。因此，耦合越好，短路电流越大。即变压器不能短路。

再其次，初级和次级线圈有导线电阻损耗，磁芯也有损耗，可用电阻 R_1 和 R_2 的损耗等效。线圈对地之间以及线圈之间存在寄生电容(C)等等。另外，还有初级漏感以及次级之间的漏感等等。

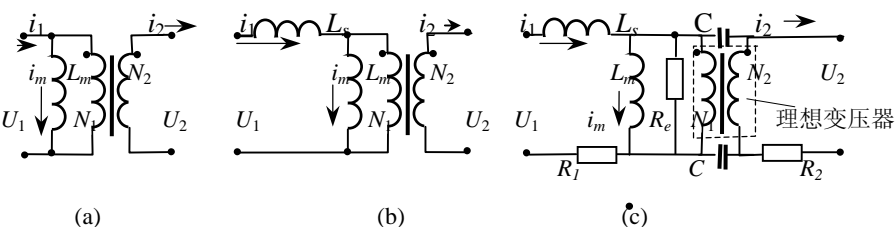


图 2-10 实际变压器等效电路图

综合以上各种寄生参数，实际变压器等效电路如图2-10(c)所示。

应当注意的是尽管变压器寄生参数复杂，但在不同的情况下可以简化。例如在低频时，磁芯的磁导率很高，初次级线圈耦合很好，线圈导线电流密度选取又比较低，这种情况下，可用理想变压器模型代替实际变压器。在高频时，如果线圈间采取屏蔽，可忽略其寄生电容，同时通常损耗限制了磁芯磁感应的选取，磁化电流很小，可不考虑激磁电感的影响等等。

本章要点

- 电感量表示通电流导体产生磁场的的能力。电感电流表征电感存储能量的大小。电感有电流流过，表示电感存储能量。电感电流为零，电感没有存储能量。电感的目的是存储能量，电感量越大，表示能存储的能量越多。
- 电感是储能载体。当能量存储和释放时，都需要时间，表现对电流变化起阻挡作用。储能时，电流与感应电势方向相反；放能时，电流和感应电势方向相同。只有磁场（电流）发生变化时，才发生阻碍（感应电势）作用。所以电感对通过的电流有平滑作用。
- 两个线圈之间的互感表示主线圈电流在副线圈中产生磁通的能力。只有变化的电流（磁场），才表现出互感作用。
- 主线圈磁通全部匝链副线圈，称为全耦合。变压器是一个耦合电感。通过主线圈也通过副线圈的磁通称为主磁通。如果部分磁通不通过副线圈，此部分磁通称为漏磁通，对应漏磁通的电感为漏感。广义上说，输入到空间磁场，不参与能量传输的磁场能量出为漏感能量。
- 耦合电感异名端串联时，等效总电感量增大；同名端串联总电感减少。耦合电感并联应当特别注意，避免线圈之间环流，而使总电感量大大下降。
- 变压器是能量传输器件。激磁电流提供能量传输条件，不参加能量传输。因此激磁存储能量越

小越好，即希望用高磁导率材料的磁芯。

- 变压器次级与初级全耦合不好时，存储在漏感中的能量不能传输到相应的次级，即漏感不参与能量传输。同理，当次级变为激磁线圈时，初级对次级的漏感中能量也不能传输到初级。漏感是变压器的寄生参数，应当越小越好。
- 在不计寄生参数时，变压器初级与次级感应电势之比等于输入与输出电压之比，并等于匝比；电流比反比于匝比。负载阻抗反射到初级阻抗为负载阻抗乘以匝比平方。

参考文献

1. 《电工原理》 梁福如 甘世骥 赵秀珠 编 航空工业技工教材编审委员会 1985年
2. 《电工基础》 秦曾煌 高等教育出版社 1990
3. 《Unitrode Magnetics Design Handbook 》-Magnetics Design for Switching Power Supplies Lloyd H. Dixon

第三章 磁路和电感计算

不管是一个空心螺管线圈，还是带气隙的磁芯线圈，通电流后磁力线分布在它周围的整个空间。对于静止或低频电磁场问题，可以根据电磁理论应用有限元分析软件进行求解，获得精确的结果，但是不能提供简单的、指导性的和直观的物理概念。在开关电源中，为了用较小的磁化电流产生足够大的磁通(或磁通密度)，或在较小的体积中存储较多的能量，经常采用一定形状规格的软磁材料磁芯作为磁通的通路。因磁芯的磁导率比周围空气或其他非磁性物质磁导率大得多，把磁场限制在结构磁系统之内，即磁结构内磁场很强，外面很弱，磁通的绝大部分经过磁芯而形成固定的通路。在这种情况下，工程上常常忽略次要因素，只考虑导磁体内磁场或同时考虑较强的外部磁场，使得分析计算简化。通常引入磁路的概念，就可以将复杂的场的分析简化为我们熟知的路的计算。

3.1 磁路的概念

从磁场基本原理知道，磁力线或磁通总是闭合的。磁通和电路中电流一样，总是在低磁阻的通路流通，高磁阻通路磁通较少。

所谓磁路指凡是磁通(或磁力线)经过的闭合路径称为**磁路**。

3.2 磁路的欧姆定律

以图3-1(a)为例，在一环形磁芯磁导率为 μ 的磁芯上，环的截面积 A ，平均磁路长度为 l ，绕有 N 匝线圈。在线圈中通入电流 I ，在磁芯建立磁通。同时假定环的内径与外径相差很小，环的截面上磁通是均匀的。根据式(1-7)，考虑到式(1-1)和(1-3)有

$$F = NI = Hl = \frac{Bl}{\mu} = \frac{\phi}{\mu A} l = \phi R_m \quad (3-1)$$

或

$$\phi = F/R_m \quad (3-2)$$

式中 $F=NI$ 是磁动势；而

$$R_m = \frac{l}{\mu A} \quad (3-3a)$$

R_m —称为磁路的磁阻，与电阻的表达式相似，正比于路的长度 l ，反比于截面积 A 和材料的磁导率 μ ；其倒数称为磁导

$$G_m = \frac{1}{R_m} = \frac{\mu A}{l} \quad (3-3b)$$

式(3-1)即为磁路的欧姆定律。在形式上与电路欧姆定律相似，两者对应关系如表3-1所示。

磁阻的单位在SI制中为安/韦，或1/亨；在CGS制中为安/麦。磁导的单位是磁阻单位的倒数。同理，在磁阻两端的磁位差称为磁压降 U_m ，即

$$U_m = \phi R_m = BA \times \frac{l}{\mu S} = Hl (\text{安匝}) \quad (3-4)$$

引入磁路以后，磁路的计算服从于电路的克希荷夫两个基本定律。根据磁路克希荷夫第一定律，磁路中任意节点的磁通之和等于零，即

$$\sum \phi = 0 \quad (3-5)$$

根据安培环路定律得到磁路克希荷夫第二定律，沿某一方向的任意闭合回路的磁势的代数和等

表 3-1 磁电模拟对应关系

磁 路	电 路
磁动势 F	电动势 E
磁通 ϕ	电流 I
磁通密度 B	电流密度 J
磁阻 $R_m = l/\mu A$	电阻 $R = l/\gamma A$
磁导 $G_m = \mu A/l$	电导 $G = \gamma A/l$
磁压降 $U_m = Hl$	电压 $U = IR$

于磁压降的代数和

$$\sum IN = \sum \phi R \quad (3-6a)$$

或

$$\sum IN = \sum Hl \quad (3-6b)$$

式(3-5)对应磁场的高斯定理，即穿过任何闭合曲面的磁通之和为零。而式(3-6)则为磁路的欧姆定律。

应当指出的是磁路仅将场的问题等效成路来考虑，它与电路根本不同：

(1) 电路中，在电动势的驱动下，确实存在着电荷在电路中流动，并因此引起电阻的发热。而磁路中磁通是伴随电流存在的，对于恒定电流，在磁导体中，并没有物质或能量在流动，因此不会在磁导体中产生损耗。即使在交变磁场下，磁导体中的损耗也不是磁通‘流动’产生的。

(2) 电路中电流限定在铜导线和其它导电元件内，这些元件的电导率高，比电路的周围材料的电导率一般要高 10^{12} 倍以上(例如空气或环氧板)。因为没有磁“绝缘”材料，周围介质(例如空气)磁导率只比组成磁路的材料的磁导率低几个数量级。实际上，磁导体周围空气形成磁路的一部分，有相当部分磁通从磁芯材料路径中发散出来，并通过外部空气路径闭合，称为**散磁通**。对于磁路中具有空气隙的磁路，没有磁芯的空心线圈更是如此。一般情况下，在磁路中各个截面上的磁通是不等的。

附带说明：这里所谓“散磁通”是指所有不经过整个磁芯磁路的磁通。因为在上一章我们定义了漏磁通只在耦合磁路中存在。散磁通也可能是互感的一部分，如果采用电磁电器中不经过主气隙的磁通（不产生力）就是漏磁，对应的电感称为漏感，就会在变压器中造成混淆，故引出散磁通。

(3) 在电路中，导体的电导率与导体流过的电流无关。而在磁路中，磁路中磁导率是与磁路中磁通密度有关的非线性参数。即使磁通路径铁磁结构保证各处截面积相等，但由于有散磁通存在，在磁芯中各截面的磁通密度仍不相等。磁芯材料非线性使得各截面 μ 不同，导致相同磁路长度，不同的磁压降。通常需要由磁通求磁阻，又由磁阻求磁通反复试探，作出系统的磁化曲线，这样工作量很大。虽然空气的磁导率是常数，但气隙磁场与结构有关，很难准确计算。

(4) 由于有散磁通的存在，即使均匀绕在环形磁芯上的两个线圈也不能做到全耦合，漏磁通一般很难用分析的方法求得，通常采用经验公式计算。

(5) 直流（即恒定）磁场已经相当复杂，如果是交流激励的磁场，在其周围有导体，在导体中产生涡流效应，涡流对激励线圈来说相当于一个变压器的次级，涡流产生的磁通对主磁通产生影响，磁场分布更加复杂。

可见，磁路计算是近似的。为了得到较精确的结果，首先应对静态磁场分布情况应当有较清晰的概念，才能作出合乎实际的等效磁路。

例 1：一个环形磁芯线圈的磁芯内径 $d=25\text{mm}$ ，外径 $D=41\text{mm}$ ，环高 $h=10\text{mm}$ （见图例 1）。磁芯相对磁导率 $\mu_r = \mu / \mu_0 = 50$ 。线圈匝数 $N=50$ 匝。通入线圈电流为 0.5A 。求磁芯中最大、最小以及平均磁场强度，磁通，磁链和磁通密度。

解：磁芯的截面积

$$A = \frac{D-d}{2} \times h = \frac{41-25}{2} \times 10 = 80(\text{mm}^2) = 0.8(\text{cm}^2)$$

磁路平均长度

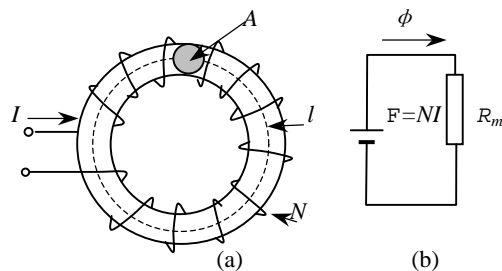


图 3-1 环形磁芯线圈和等效磁路

$$l = \pi \frac{D+d}{2} = \pi \frac{41+25}{2} = 119.4(\text{mm}) = 11.94(\text{cm})$$

线圈产生的磁势

$$F = NI = 50 \times 0.5 = 25(\text{A})$$

磁芯中最大磁场强度发生在内径处

$$H_{\max} = \frac{F}{l_{\min}} = \frac{25}{\pi \times 2.5} \approx 3.2(\text{A/cm})$$

最小磁场强度发生在外径处

$$H_{\min} = \frac{F}{l_{\max}} = \frac{25}{\pi \times 41} \approx 1.94(\text{A/cm})$$

平均磁场强度

$$H = \frac{F}{l} = \frac{25}{11.94} \approx 2.1(\text{A/cm}) = 210(\text{A/m})$$

磁芯中平均磁通密度

$$B = \mu H = \mu_0 \mu_r H = 4\pi \times 10^{-7} \times 50 \times 210 = 0.0132\text{T} = 132(\text{Gs})$$

磁芯中磁通

$$\phi = BA = 0.0132 \times 0.8 \times 10^{-4} = 1.058 \times 10^{-6}(\text{Wb}) = 105.8(\text{Mx})$$

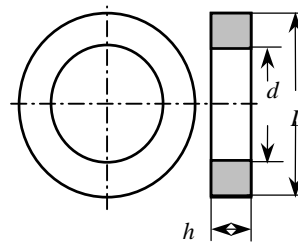
或

$$\phi = \frac{F}{R} = FG = IN \frac{\mu_0 \mu_r A}{l}$$

磁芯线圈的磁链

$$\psi = N\phi = 50 \times 1.058 \times 10^{-6} = 5.29 \times 10^{-5}(\text{Wb})$$

从磁芯中最大和最小磁场强度可以看到，内外径相差很大，可见磁芯中磁通密度是不均匀的。一般希望内径与外径比在0.8左右。



图例 1

3.3 磁芯磁场和磁路

3.3.1 无气隙磁芯磁场

如果电路中两点之间有电位差，就可能在两点之间产生电流。同理，在磁路中两点之间有磁位差，在两点之间就可能产生磁通。图 3-2(a)所示为一等截面环形磁芯，线圈均匀分布在磁芯上。这种磁路系统完全对称，可以应用相似于电路中电位分析方法，作出磁位分布图。根据磁位分布图，可以了解散磁场的分布，确定等效磁路。

(1) 均匀绕线环形磁芯

首先在磁路的平均长度上选取一点(或一个截面)作为磁位的参考点(即 $x=0$)，并假定沿磁芯中磁通的正方向 x 取正值，然后求磁路中某 x 点相对于参考点的磁位差 U_x 。根据磁路克希荷夫第二定律，沿图示虚线闭合回路得到

$$F_x = U_{cx} + U_x \quad (3-7)$$

式中 $F_x - 0 \rightarrow x$ 段磁路所匝链的线圈磁势；

$U_{cx} - 0 \rightarrow x$ 段磁芯的磁阻压降。

由于线圈均匀绕，所以 x 段线圈匝数为 $N_x = Nx/l$ ， x 段磁势

$$F_x = \frac{xN}{l} I \quad (3-8)$$

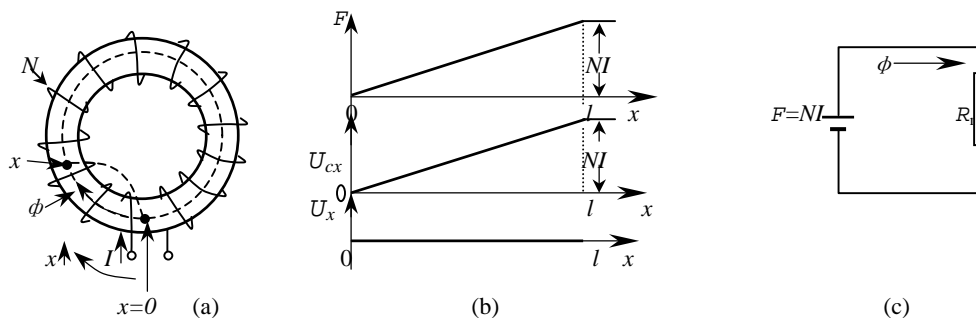


图 3-2 等截面均匀绕线环形磁芯磁位分布图和等效磁路

磁芯中的磁场强度 $H=IN/l$ ，应有

$$U_{cx} = \int_0^x H dx = \frac{IN}{l} x \quad (3-9)$$

式中 IN —线圈总磁势； l —磁路平均长度。因此，沿磁路平均长度展开， F_x 和 U_{cx} 的分布情况如图 3-2(b) 所示。

由图 3-2(b) 可见， U_{cx} 的分布和 F_x 完全相同。由式(3-7)得到 x 点与基准的磁位差

$$U_x = F_x - U_{cx} \quad (3-10)$$

也就是说，将图形 F_x 减去 U_{cx} 图形，就得到 U_x 分布情况。显然， U_x 处处为零（式(3-8)~(3-9)。即等截面均匀绕线的环形磁芯任意点间没有磁位差，即等磁位。在环外不会有任何散磁通，磁力线局限于导磁体内。

根据式(3-1)和(3-3)，因为磁场集中在线圈磁芯内，各截面磁通相等，故可将磁势和磁阻画成集中元件。图 3-2(a)的等效磁路如图 3-2 (c) 所示。

(2) 集中绕线的等截面环形磁芯

将图 3-3(a)中磁芯线圈集中绕在一边。如果线圈长度为 l_w ，取其线圈中点为参考点。应用相似的方法，得到磁势 F_x 分布图(图 3-3(b))。在 x 方向 $l_w/2$ 至 $l - l_w/2$ 段，没有增加匝链磁势，故为一水平线。如果有散磁存在，磁芯各截面的磁通密度和 H_x 不再是常数， U_{cx} 也就不能用式(3-9)来计算。如果散磁通的比例很小，假设 H_x 为常数，可以作出 U_{cx} 分布图如图 3-3 (b)。由上述两个图相减，就得到磁位差 U_x 分布图。由图可见，除对称轴($x=0$ 和 $l/2$) 外，磁路中 U_x 都不等于零，因此有散磁通 ϕ_σ 分布于圆环周围空间，如图 3-3(c)所示。由于对称，通过 $x=0$ 和 $x=l/2$ 的平面定义为 0 等磁位面。在磁芯中存在若干磁位相等的磁位面，简称等位面。和电场一样，在周围空间也存在等磁位面，磁力线垂直于等位面，终止在电流上（图 1-3~1-4 和图 3-3(a)）。

由图 3-3(a)可见，在磁芯中 $x=0$ 处磁通最大，由于磁芯截面积是均匀的， $x=0$ 处的磁通密度也就最大；而 $x=l/2$ 处，磁通最小，磁通密度最低。在 $+l_w/2$ 和 $-l_w/2$ 之间磁位差最大，因此磁力线最密。尽管散磁通是分布的，在画等效磁路时，可近似等效为散磁通是在最大磁位差的地方($\pm l_w/2$)流出的。因此有

$$\phi = \phi_c + \phi_\sigma$$

式中 ϕ_c —全部经过磁芯的磁通； ϕ_σ —“散”磁通。散磁通 ϕ_σ 是部分通过磁芯经过周围空气路径闭合的磁通。如果是电感线圈，它是电感磁通的一部分；如果是变压器， ϕ_σ 可能是主磁通的一部分，其余是漏磁通，也可能全部是漏磁通，即部分或全部不与次级耦合。

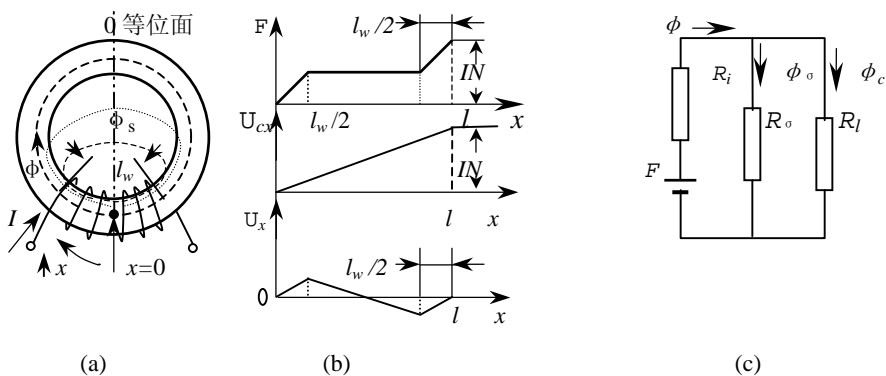


图 3-3 等截面集中绕线环形磁芯磁位分布图和等效磁路

等效磁路如图 3-3(c)所示。图中 $R_i = l_w / \mu A - l_w$ 段磁阻，相当于总磁势的内阻； $R_l = (l - l_w) / \mu A - l_k$ 以外的磁芯磁阻。 R_s —散磁磁阻，则由经验决定。

(3) 有气隙时环形磁芯磁场

图 3-4(a)为线圈均匀绕，等截面环形有气隙为 δ 的磁芯线圈。线圈磁势降落在磁芯和气隙两部分

$$F = IN = H_c l + H_\delta \delta$$

式中 H_c 和 H_δ 分别为磁芯和气隙的磁场强度。虽然气隙不大，因空气磁导率比磁芯磁导率低得多，所以气隙磁场强度 H_δ 比磁芯磁场强度 H_c 大得多。因此， $H_\delta \delta$ 占有总磁势的较大比例。

仍然取线圈中心为参考。 F , $H_c l$ 和 $H_\delta \delta$ 的分布图如图 3-4(b)中实线所示，磁芯的磁势图为线性增加。如仍假设 H_c 为常数，与没有气隙一样， U_x 不等于零，因此，也有散磁通 ϕ_o ，所不同的是对称面左右两侧的磁位差比前者大，所以散磁通也大。

当磁芯有气隙时，集中绕线将对称线圈放置在气隙正对面（图 3-4(c)）时，磁位分布图如图 3-4 (b) 中虚线所示，在大部分磁通路径上，磁位差很大，从图(c)看到，集中绕线比均匀分布绕线具有更大的散磁。如果将集中对称线圈放置在气隙上，在绕线长度上磁势大部分降落在气隙上，在线圈以外的磁芯上磁位差很小，散磁也很小，如图(b)中虚线所示。

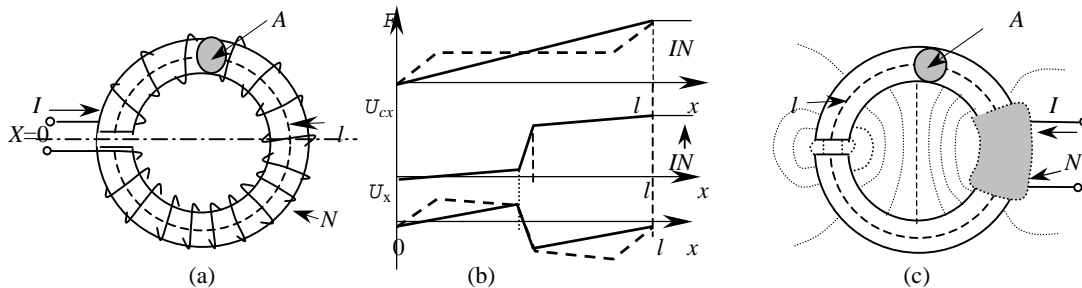


图 3-4 磁路中有气隙时磁位分布图

3.3.2 E 型磁芯磁场和等效磁路

E 型磁芯是最常用的磁芯形状。其它形状如 C 型（硅钢片），ETD 型，EC 型，RM 型等等（铁氧体）的等效磁路与 E 型相似。这些磁芯，为了便于装配线圈，通常是两个相同的“E”形状磁芯开口相对合成一个封闭磁芯。根据等截面原理，E 型磁芯（图 3-5）的两个边柱的截面积之和等于中柱截面积。线圈一般绕在中柱上。

(1) 无气隙时等效磁路和磁位图

半个 E 型磁芯尺寸如图 3-5 所示。中柱的截面积

$$A_1 = C \times D$$

边柱截面积

$$A_2 = \frac{(A - E)}{2} \times C = \frac{A_1}{2}$$

端部面积

$$A_3 = F \times C$$

将两个磁芯柱端相对合在一起，形成闭合磁路（图 3-6(a)）所示。中柱上绕有激励线圈 N 。假设忽略散磁通，则在磁芯整个截面上磁通密度是均匀的，磁通的平均路径如图中虚线所示。因此

$$l_2 = 2B - F = l_1 \quad l_3 = \frac{E}{2} + \frac{A - E}{4}$$

因此各磁路段磁阻为

$$R_1 = \frac{l_1}{\mu A_1} \quad R_2 = \frac{l_2}{\mu A_2} \quad R_3 = \frac{l_3}{\mu A_3}$$

磁路总激励磁势 $F=NI$ ，其等效磁路如图 3-6(b)所示。如果进行磁位分析，磁位分布图相似于图 3-4。因集中线圈占平均磁路长度的大部分，比环形磁路短，磁芯磁导率很高，散磁通很少，通常忽略周围空气中磁场。

因为两个边柱是对称的，可合并成一路， $R_2' = R_2/2 = l_2/2 \mu A_2$ ， $R_3' = R_3/2 = l_3/2 \mu A_3$ 。简化的等效磁路如图 3-6(c)所示。中柱通过的磁通

$$\phi_1 = \frac{F}{R_1 + R_2 + 2R_3} \quad (3-11a)$$

因为 $A_1 = 2A_2 = 2A_3$ ，因此 $R = R_1 + R_2' + 2R_3' = 2(l_1 + l_3) / \mu A_1 = 1/G$ 。式(3-11)可简化为

$$\phi_1 = \frac{F}{R} = \frac{\mu ANI}{2(l_1 + l_3)} = NIG \quad (3-11b)$$

式中 G —总磁导。最后等效磁路如图 3-6(d)所示。

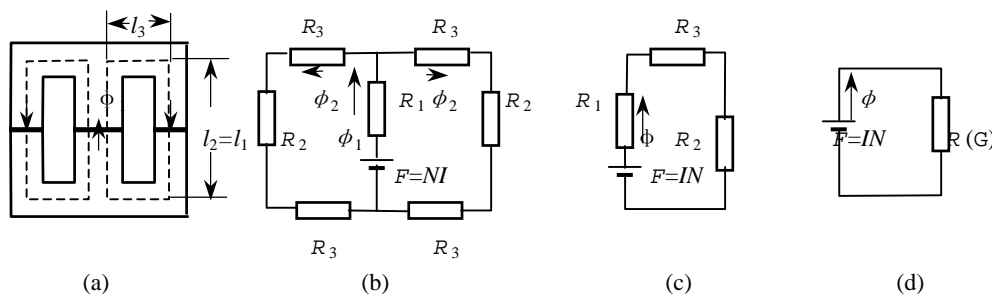


图 3-6 E 型磁芯等效磁路

(2) 带气隙 E 型磁芯

带气隙的 E 型磁芯线圈一般作为直流滤波电感或反激变压器。如果线圈匝数为 N ，激励磁势为 $F=NI$ 。它的磁位分布图类似集中线圈的带气隙环形磁芯磁位图。当带有气隙时，一般可能有两种情况：EE 型磁芯中柱和边柱相同的空气隙，边柱气隙和中柱气隙相等，以及只有中柱气隙。

因磁芯磁导率远大于空气磁导率，尽管气隙长度很小，但磁阻很大（式 3-3）。两种情况磁位图 3-7(b)和图 3-7(c)所示。比较图(b)和图(c)可见，图(b)在很长的磁路上磁位差较大，尤其在边柱部分较大，这样引起较大的散磁通。如果磁场是脉动的，将对周围电路引起严重的干扰磁场。而图(c)仅在中柱有较大的磁位差，在相同的磁势下，磁位差明显小于图(b)。这说明仅中柱有气隙比三个芯

柱都有气隙好。

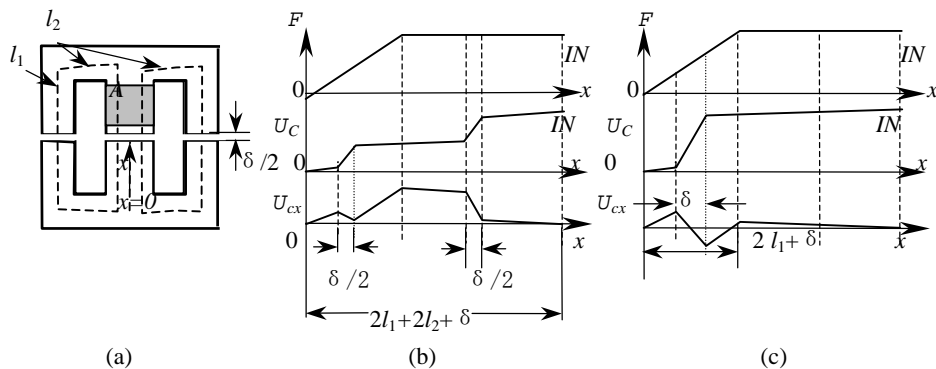


图 3-7 E 型磁芯中柱、边柱有气隙和只中柱有气隙磁位图

3.3.3 气隙磁导的计算

(1) 气隙尺寸相对端面尺寸很小时磁导计算

在图 3-4 和图 3-7 中, 如果气隙相对气隙端面尺寸很小(<5%), 可以忽略散磁, 认为磁芯气隙端面面积就是气隙截面积。因此气隙磁导

$$G_{\delta} = \frac{\mu_0 A}{\delta} \quad (3-12)$$

对于 E 型磁芯, 如果只是中柱带有气隙, 同时气隙尺寸 $\delta \ll (C, D)$ 时, 气隙磁导

$$G_{\delta} = \frac{\mu_0 C \times D}{\delta}$$

如果中柱和边柱都带有相同的气隙 δ , 则中柱 ($G_{1\delta}$) 和一个边柱 ($G_{2\delta}$) 磁导分别 (尺寸参看图 3-5) 为

$$G_{1\delta} = \frac{\mu_0 C \times D}{\delta} \quad \text{和} \quad G_{2\delta} = \frac{\mu_0 C (A - E)}{2\delta}$$

总的气隙磁导

$$G = \frac{2G_{1\delta} G_{2\delta}}{G_{1\delta} + 2G_{2\delta}} \quad (3-13)$$

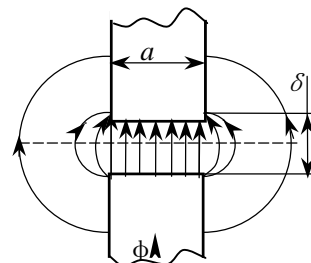


图 3-8 边缘磁通

(2) 气隙较大时, 气隙磁导计算

在大多数情况下, 气隙相对端面尺寸较大, 磁通不仅经过磁芯的端面, 而且还通过气隙的边缘, 尖角, 气隙附近的磁芯侧表面流通 (图 3-8), 这些磁通通常统称为**边缘磁通**。端面磁导仍然可按式 (3-12) 计算。边缘磁通计算十分复杂, 有分析法, 经验公式法, 许多文献进行了讨论。对于规则形状可按以下经验公式求得:

A. 相对正方形端面气隙磁导 (图 3-9)

$$\text{端面 } G = \mu_0 a \left[\frac{a}{\delta} + \frac{0.36}{2.4 + \delta/a} + \frac{0.14}{\ln(1.05 + \delta/a)} + 0.48 \right] \quad (3-14a)$$

$$\text{当 } \frac{\delta}{a} < 0.2 \text{ 时, } G = \mu_0 \frac{a^2}{\delta}$$

由端面至 x 处的侧表面

$$G = \mu_0 \frac{xa}{0.17\delta + 0.4x} \quad (3-14b)$$

通常取 $x=2\sim 3\delta$ 。总磁导为式(3-14),(3-14a)之和。

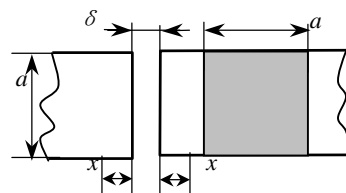


图 3-9 正方形端面气隙

如果正方形端面对一个比端面大得多的平板，(3-14a)和(3-14b)计算值放大一倍。

B. 相对圆形端面气隙磁导(图 3-10)

$$\text{端面 } G = \mu_0 d \left[\frac{\pi d}{4\delta} + \frac{0.36d}{2.4d + \delta} + 0.48 \right] \quad (3-15a)$$

$$\text{当 } \frac{\delta}{d} < 0.2 \text{ 时, } G = \mu_0 \frac{\pi d^2}{4\delta}$$

由端面至 x 处的侧表面

$$G = \mu_0 \frac{xd}{0.22d + 0.4x} \quad (3-15b)$$

一般 $x=(2\sim 3)\delta$ 。

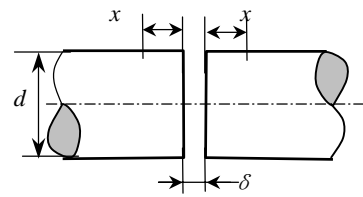


图 3-10 圆形端面气隙

C. 两个相等的矩形端面间气隙磁导

用有限元以及电磁场相似原则分析磁场虽然准确，但使用的情况毕竟有限。比较实用的方法是可以估计磁通可能的路径，把整个磁场分成几个简单的几何形状的磁通管。然后用分析法求解，或用以下近似公式：

$$G_{bk} = \mu_0 \frac{A_{bav}}{l_{bav}} = \mu_0 \frac{V_b}{l_{bav}^2} \quad (3-16)$$

式中 A_{bav} —磁通管的平均截面积(m^2); l_{bav} —磁通管内力线的平均长度(m); V_b —磁通管的体积(m^3); k —磁通管号码。整个气隙磁导是这些磁导总和。

(a) 方形磁极

图 3-11 是一个正方形磁极。将气隙磁通路径分成的几何形状如图 3-11 中 1—半圆柱，2—半圆筒，3—1/4 圆球，4—1/4 圆球壳。分割的各磁通管如图 3-12 所示。

以 2 号半圆筒为例，平均磁路长度 $l_{bav} = \pi(\delta + m)/2$ 。截面积 $A_{bav} = m \times a$ 。根据式(3-16)求得半圆筒磁导

$$G_2 = \mu_0 \frac{A_{bav}}{l_{bav}} = \mu_0 \frac{m \times a}{\pi(\delta + m)/2} = \frac{2\mu_0 a}{\pi \left(\frac{\delta}{m} + 1 \right)} \quad (3-17a)$$

式中 $m=(1\sim 2)\delta$ 。

$$\text{当 } \delta < 3m \text{ 时, } G_2 = \mu_0 \frac{a}{\pi} \ln \left(1 + \frac{2m}{\delta} \right) \quad (3-17b)$$

同理得到其它分割的磁导

$$\text{半圆柱: } G_1 = \mu_0 \times 0.26a \quad (3-18)$$

$$1/4 \text{ 球 } G_3 = \mu_0 \times 0.077\delta$$

(3-19)

$$1/4 \text{ 球壳 } G_4 = \mu_0 \times \frac{m}{4} \quad (3-20)$$

由式(3-12)得到端面间气隙磁导

$$G_0 = \frac{\mu_0 a^2}{\delta} \quad (3-21)$$

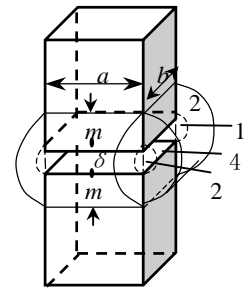


图 3-11 矩形磁极之间的边缘磁导

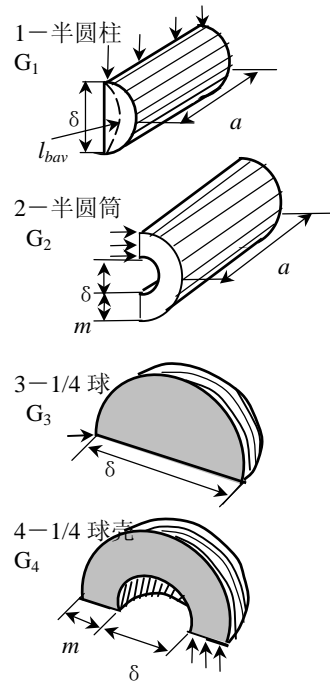


图 3-12 矩形端面分割的磁通管

总的气隙磁导为

$$G = G_0 + 4(G_1 + G_2 + G_3 + G_4)$$

如果端面是 $a \times b$ 的矩形。取 $m = \delta$ ，则总磁导为

$$\begin{aligned} G &= G_0 + 4(G_3 + G_4) + 2(G_{1a} + G_{2a} + G_{1b} + G_{2b}) \\ &= 4\mu_0 \left[\frac{a \times b}{4\delta} + \frac{m(a+b)}{\pi(\delta+m)} + 0.13(a+b) + 0.077\delta + \frac{m}{4} \right] \end{aligned} \quad (3-22)$$

(b) 圆柱形磁极

圆柱形磁极之间的气隙磁导也可用正方形的相似分割法计算，将边缘磁导分成圆环和圆环壳。如柱的直径为 d ，气隙长度为 δ ，用分割法求得圆柱总气隙磁导为

$$G = \mu_0 \left[\frac{\pi d^2}{4} + 1.63 \left(\frac{2d + \delta}{4} \right) + (d + \delta) \ln \left(1 + \frac{2m}{\delta} \right) \right] \quad (3-23)$$

(c) 气隙磁导粗略估算

从图3-4和图3-7可见，在气隙附近磁位差很大，存在强烈的边缘磁通，向外扩展超过气隙的边界，有效的气隙截面积大于磁芯端面截面积，即等效的气隙截面积加大了。为避免过大的误差，计算时必须根据有效截面积，而不是极端面积。经验近似方法是加一个气隙长度到磁芯端面尺寸上。对于边长 a 和 b 矩形极，有效气隙面积 $A_{\delta e}$ 近似为：

$$A_{\delta e} = (a + \delta) \times (b + \delta) \quad (3-23a)$$

对于直径为 D 圆端面截面：

$$A_{\delta e} = \frac{\pi}{4} (D + \delta)^2 \quad (3-23b)$$

当 $\delta = 0.1D$ 时，面积校正系数 $A_{\delta e}/A$ 为 1.21。 A —磁极端面面积。

当校正系数低于 20% 以上的校正系数是有帮助的。较精确计算应采用前面经验公式。更加精确的校正需要用有限元求解。

例2： E65磁芯磁极尺寸如图例2 (a)，磁芯中柱一边短3mm，即磁极气隙 $\delta = 3\text{mm}$ 。求中柱气隙磁导。

解： 从手册得到磁极尺寸 $C=27\text{mm}$ ， $D=19.8\text{mm}$ (图例2 (a))，磁芯截面是一个矩形截面。中柱边缘磁通扩展宽度 m 和边柱与中柱之间的距离 ($m < (E-d)/2$) 有关，这里选取 $m=1.5\delta$ 。由式 (3-22) 得到气隙总磁导

$$\begin{aligned} G_{\delta} &= 4\mu_0 \left[\frac{a \times b}{4\delta} + \frac{m(a+b)}{\pi(\delta+m)} + 0.13(a+b) + 0.077\delta + \frac{m}{4} \right] \\ &= 4\mu_0 \left[\frac{19.8 \times 27}{4 \times 3} + \frac{3 \times 1.5(19.8+27)}{\pi \times 3(1+1.5)} + 0.13(19.8+27) + 0.077 \times 3 + \frac{3 \times 1.5}{4} \right] \times 10^{-3} \\ &= 0.3062 \times 10^{-6} (\text{H}) \end{aligned}$$

如果采用粗略估算公式 (3-12) 和 (3-23a) 计算

$$G = \mu_0 \frac{(a+\delta)(b+\delta)}{\delta} = \mu_0 \frac{(19.8+3)(27+3)}{3} \times 10^{-3} = 0.2865 \times 10^{-6} (\text{H})$$

式中 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$ 。上述两种方法计算结果相差小于 10%。

例3： 图例2所示变压器磁芯为 EE65。标称尺寸 $A=65\text{mm}$ ， $B=32.6\text{mm}$ ， $C=27\text{mm}$ ， $D=19.8\text{mm}$ ， $E=44.2\text{mm}$ ， $F=22.6\text{mm}$ 。假定磁芯 $\mu = \mu_0 \times 2000$ ，线圈绕在中柱上，匝数 $N_1=25$ 匝， $N_2=5$ 匝。初级加一个幅值为 400V，脉冲宽度 $T_{\text{on}}=3.6\mu\text{s}$ 。次级电流峰值为 $I_{2p}=30\text{A}$ 的矩形波。

- 求：1.作出等效磁路图；
 2.计算磁芯最大磁感应 B_{\max} ；
 3.计算次级电压 u_2 ；
 4.计算初级电流最大幅值。

如果在两半磁芯结合部有一个0.05mm的气隙，重复以上的计算。

解：(1) 磁芯是由两半的一副组成。上下两半是对称的。平均磁路参考图3-7(a)：

$$l_1 = \frac{B + F}{2} = \frac{32.6 + 22.6}{2} = 27.6 \text{ mm} = 2.76 \text{ cm} = l_2$$

$$l_3 = \frac{A + E - D}{4} = \frac{65 + 44.2 - 19.8}{4} = 22.4 \text{ mm} = 2.24 \text{ cm}$$

中柱截面积

$$A_1 = D \times C = 1.98 \times 2.7 = 5.35 \text{ cm}^2$$

边柱截面积

$$A_2 = \frac{A - E}{2} \times C = \frac{6.5 - 4.42}{2} \times 2.7$$

$$= 2.81 \text{ cm}^2$$

端部截面积

$$A_3 = (B - F) \times C = (3.26 - 2.26) \times 2.7$$

$$= 2.7 \text{ cm}^2$$

等效磁阻

$$R_1 = \frac{l_1}{\mu A_1} = \frac{2.76 \times 10^{-2}}{4\pi \times 2000 \times 10^{-7} \times 5.35 \times 10^{-4}} = 2.045 \times 10^4 \text{ (H}^{-1}\text{)}$$

$$R_2 = \frac{l_2}{\mu A_2} = \frac{2.76 \times 10^{-2}}{4\pi \times 2000 \times 10^{-7} \times 2.81 \times 10^{-4}} = 3.91 \times 10^4 \text{ (H}^{-1}\text{)}$$

$$R_3 = \frac{l_3}{\mu A_3} = \frac{2.24 \times 10^{-2}}{4\pi \times 2000 \times 10^{-7} \times 2.7 \times 10^{-4}} = 3.3 \times 10^4 \text{ (H}^{-1}\text{)}$$

得到等效磁路中 R_1 , R_2 , R_3 。等效磁路如图例2(b)所示。

(2) 当输入电压为400V，持续时间 $T_{\text{on}}=3.5 \mu\text{s}$ ，由式(2-19)得到中柱中磁通

$$\phi_{1tr} = \int_0^t \frac{u_i}{N_1} dt = \frac{U_1 T_{\text{on}}}{N_1} = \frac{400}{25} \times 3.5 \times 10^{-6} = 56 \times 10^{-6} \text{ (Wb)}$$

中柱中最大磁通密度

$$B_{1\max} = \frac{\phi_{1tr}}{A_1} = \frac{56 \times 10^{-6}}{5.35 \times 10^{-4}} = 0.1047 \text{ (T)}$$

因中柱总磁通分成相等两部分通过边柱，边柱(端部)面积之和大于中柱面积，故磁通密度小于中柱。

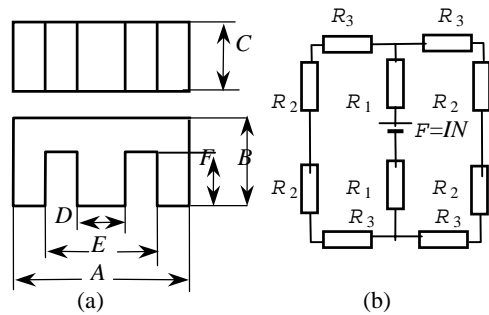
3. 根据式(2-21)得到

$$u_2 = \frac{u_1 N_2}{N_1} = \frac{400 \times 5}{25} = 80 \text{ (V)}$$

4. 根据式(2-24)得到初级电流

$$i_1 = i_m + i_2 \frac{N_2}{N_1} = i_m + i_2'$$

次级反射电流



图例2 E型磁芯线圈

$$i_2 = \frac{N_2}{N_1} i_1 = \frac{5}{25} \times 30 = 6(\text{A})$$

根据磁势平衡定律，由式(3-6)得到

$$i_m N_1 = 2R_1 \phi_1 + (2R_3 + 2R_2) \phi_1 / 2$$

因此得到

$$\begin{aligned} i_m &= \frac{\phi_1}{N_1} (2R_1 + R_2 + R_3) = \frac{56 \times 10^{-6}}{50} (2 \times 2.045 + 3.91 + 3.3) \times 10^4 \\ &= 0.127(\text{A}) \end{aligned}$$

输入峰值电流

$$i_1 = i_m + i_2' = 0.127 + 6 = 6.127 \text{ A}$$

如果两半磁芯结合处有0.05mm气隙，仅在每个磁路中增加一个气隙磁阻，因气隙相对端面尺寸很小，可忽略边缘磁通，两边柱气隙磁阻相等

$$R_{\delta 2} = \frac{\delta}{\mu_0 A_2} = \frac{5 \times 10^{-5}}{4\pi \times 10^{-7} \times 2.81 \times 10^{-4}} = 14.2 \times 10^4 (\text{H}^{-1})$$

中柱磁阻

$$R_{\delta 1} = \frac{5 \times 10^{-5}}{4\pi \times 10^{-7} \times 5.35 \times 10^{-4}} = 7.44 \times 10^4 (\text{H}^{-1})$$

初级磁化电流

$$\begin{aligned} i_m &= \frac{\phi_1}{N_1} (2R_1 + R_{\delta 1} + R_2 + R_3 + \frac{R_{\delta 2}}{2}) \\ &= \frac{56 \times 10^{-6}}{50} (2 \times 2.045 + 3.91 + 3.3 + 7.44 + 14.2/2) \times 10^4 \\ &= 0.29(\text{A}) \end{aligned}$$

磁芯仅50 μ m气隙，气隙磁阻比总磁芯磁阻还要大，磁化电流增加一倍多，磁芯气隙对磁化电流影响很大。初级总的输入电流

$$i_1 = i_m + i_2' = 0.29 + 6 = 6.29 \text{ A}$$

3.4 电感计算

有电流流通，就建立磁场。根据式(2-1)电感系数的定义

$$L = \frac{\Psi}{i} \quad (3-24)$$

这就是说，一段导线，一个线圈都存在电感，只是大小不同。在有些情况下必须考虑，而在有些情况下，则可以忽略。在开关电源中，电路的工作状态一直处于瞬时变化状态，某些在前面讨论的静态磁场和低频磁场可以忽略的问题，随着工作频率的提高，变得越来越重要，而且成为主要矛盾，因此，定量或至少定性分析电感量是十分必要的。

从式(3-24)可见，一般计算载流导体的电感是十分困难的。除了线圈带有高磁导率磁路闭合磁芯，或磁路中很小气隙外，磁链 Ψ 的计算十分复杂。一般采用经验公式。

3.4.1 导线和无磁芯线圈的电感计算—经验公式

A. 导线电感

(1) 一定长度的导线电感

载流导线总是闭合的, 包围的面积越大, 磁链 ψ 越大, 电感就越大。一段导线是总自感的一部分。导线长度为 $l(\text{cm})$, 直径为 $d(\text{cm})$, 磁导率为 $\mu = \mu_0$, 则低频电感

$$L_0 = 2l \left(\ln \frac{4l}{d} - 0.75 \right) \times 10^{-7} (\text{H}) \quad (3-25)$$

如果导线长度很短 ($l < 100d$), 在括号内增加一项 $d/2l$ 。在很高频率 (大于 1GHz) 时, 导线电感趋于极限值

$$L_\infty = 2l \left(\ln \frac{4l}{d} - 1 \right) \times 10^{-7} (\text{H}) \quad (3-25a)$$

高频时, 由于导线的集肤效应减少了磁场空间, 使得磁场减少, 电感量减少。一般用式 (3-25) 计算, 中频时 (数百 kHz) 最大有 6% 的误差, 高频时只有 2% 误差。这在工程上完全允许的。

例4: 求一段直径为 1mm , 长 50cm 的铜连接线的低频电感量。

解: 根据公式(3-25)得到

$$\begin{aligned} L_0 &= 2l \left(\ln \frac{4l}{d} - 0.75 \right) \times 10^{-7} = 2 \times 0.5 \left(\ln \frac{0.5}{0.001} - 0.75 \right) \times 10^{-7} \\ &= 0.546 \mu \text{H} \end{aligned}$$

(2) 单导线对大平面(地回路)之间电感(图3-13)

单导线直径为 $d(\text{m})$, 长度为 $l(\text{m})$, 导线与平面之间平行, 导线与平面间距离为 $h(\text{m})$, 其电感量

$$\begin{aligned} L &= 2l \left[\ln \left(\frac{l + \sqrt{l^2 + d^2/4}}{l + \sqrt{l^2 + 4h^2}} \right) + \ln \frac{4h}{d} \right] \times 10^{-7} (\text{H}) \\ &\quad + 2 \left[\sqrt{l^2 + 4h^2} - \sqrt{l^2 + d^2/4} - 2h + d/2 \right] \times 10^{-7} (\text{H}) \end{aligned} \quad (3-26)$$

如果 $d \ll l$,

当 $2h/l \leq 1$ 时:

$$L = 2l \left(\ln \frac{4h}{d} - p \right) \times 10^{-7} (\text{H}) \quad (3-26a)$$

式中
$$p = \frac{2h}{l} - 0.228 \left(\frac{2h}{l} \right)^2$$

当 $2h/l \geq 1$ 时:
$$L = 2l \left(\ln \frac{4h}{d} - q \right) \times 10^{-7} (\text{H}) \quad (3-26b)$$

式中
$$q = 1 + 0.5 \frac{l}{2h} - 0.0352 \left(\frac{l}{2h} \right)^2$$

其中 $p = 2h/l$

如果 $l \gg h$ 时, 以上公式可进一步简化为

$$L = 2l \left(\ln \frac{4h}{d} \right) \times 10^{-7} (\text{H}) \quad (3-26c)$$

(3) 两根平行导线电感 (图3-14)

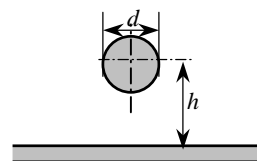


图 3-13 导线平行地线

两根平行导线，电流从一根导线流进，从另一根流出。平行导线长为 $l(\text{m})$ ，导线直径为 $d(\text{m})$ ，导线距离为 $a(\text{m})$ 。导线电感为

$$L = 4l \left(\ln \frac{2a}{d} - \frac{a}{l} \right) \times 10^{-7} (\text{H}) \quad (3-27)$$

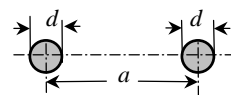


图 3-14 平行导线

例5：远程输出双铜导线长25米，导线直径为2.5mm，两线间距离15cm。

求低频电感量。

解：根据式(3-27)得到

$$\begin{aligned} L &= 4l \left(\ln \frac{2a}{d} - \frac{a}{l} \right) \times 10^{-7} = 4 \times 25 \left[\ln \frac{2 \times 15}{0.25} - \frac{0.15}{25} \right] \times 10^{-7} \\ &= 47.8 (\mu\text{H}) \end{aligned}$$

(4) 单根同轴电缆的电感(图3-15)

低频时单根同轴电缆的电感为

$$L = 2l \left(\ln \frac{D}{d} + 0.25 \right) \times 10^{-7} (\text{H}) \quad (3-28)$$

式中 D —外导体的内径； d —内导体的外径。 l —导线长度。

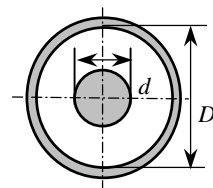


图 3-15 同轴电缆

B. 单匝空心线圈电感

(1) 圆导线直径为 d (m) 的单匝直径为 D (m) (图 3-16) 的线圈低频电感

$$L = 2\pi D \left(\ln \frac{8D}{d} - 2 \right) \times 10^{-7} (\text{H}) \quad (3-29)$$

(2) 宽度为 b (m)的铜带（厚度与宽度比可以忽略不计）的电感

$$L = 2\pi D \left(\ln \frac{4D}{b} - 0.5 \right) \times 10^{-7} (\text{H}) \quad (3-30)$$

(3) 单匝规则形状线圈电感的一般公式为

$$L_c = 2l \left(\ln \frac{4l}{d} - C \right) \times 10^{-7} (\text{H}) \quad (3-31)$$

式中 l —导线长度 (m)；

d —导线直径；

C —与导线或线圈形状有关的系数。圆形： $C=2.451$ ；正方形： $C=2.853$ ；等边三角形： $C=3.197$ 。

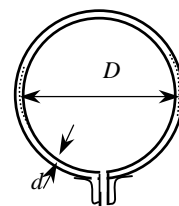


图 3-16 单匝线圈

C. 单层线圈的电感

(1) 圆导线做成的单层圆柱形线圈电感

$$L = kN^2 D \times 10^{-7} (\text{H}) \quad (3-32)$$

式中 D —线圈的平均直径 (m)；

l —线圈的轴向长度(m)；

k —与 D/l 有关的系数,可采用以下的拟合公式

$$k = a \ln \frac{D}{l} + b \frac{D}{l} + C \quad (3-32a)$$

式中的系数 a , b , c 如表 3-2, 与实际误差在 5%以下。

例 6：用 1.6mm 铜导线绕成 1 层圆柱形电感，共 20 匝。圆柱平均直径 2cm，柱长 4cm。求低频电

感量。

解：因 D/l 小于 1，从 k 拟合系数表中得到， $a=1.2317$ ，

$b=3.745$ 和 $c=3.05$ 。由式 (3-32a) 求得

$$k = a \ln \frac{D}{l} + b \frac{D}{l} + c$$

$$= 1.232 \times \ln 0.5 + 0.5 \times 3.744 + 3.05 = 4.08$$

根据式 (3-32) 得到

$$L = kN^2 D \times 10^{-7} = 4.07 \times 20^2 \times 0.02 \times 10^{-7} = 3.256 \mu\text{H}$$

(2) 圆截面环形线圈电感 (图 3-17)

圆截面直径为 D_1 ，环的平均直径为 D_2 ，匝数为 N ，低频时电感为

$$L = 2\pi N^2 \left(D_2 - \sqrt{D_2^2 - D_1^2} \right) \times 10^{-7} \text{ (H)} \quad (3-33)$$

如果 D_1/D_2 小于 0.1 时，可近似表示为

$$L = \frac{\pi N^2 D_1^2}{D_2} \times 10^{-7} \text{ (H)} \quad (3-33a)$$

(3) 矩形截面的环形线圈电感 (图 3-18)

$$L = 2N^2 h \ln \frac{D}{d} \times 10^{-7} \text{ (H)} \quad (3-34)$$

式中 h —环高度(m);

d —环内径(m);

D —环外径(m)。

(4) 圆导线扁线圈低频电感 (图 3-19)

导线绕成扁环形 N 匝线圈，环的平均直径为 D ，环宽 w ，低频电感量为

$$L = DN^2 k \times 10^{-7} \text{ (H)} \quad (3-35)$$

式中

$$k = 6.194 \left(\ln \frac{D}{w} + 0.92 \right) \quad (3-35a)$$

例 7：紧贴在印刷电路板上的扁平线圈平均直径为 5cm，环宽为 1cm，共 25 匝。求低频电感。

解：根据公式(3-35a) 求得

$$k = 6.194 \left(\ln \frac{D}{w} + 0.92 \right) = 6.194 \times (\ln 5 + 0.92) = 15.667$$

由式(3-35)得到

$$L = DN^2 k \times 10^{-7} = 0.05 \times 25^2 \times 15.667 \times 10^{-7} = 48.96 \mu\text{H}$$

(5) 扁平框形线圈的电感

扁平长框的平均边长为 l_1 和 l_2 ，平均对角线 $g = \sqrt{l_1^2 + l_2^2}$ ，匝数为 N 。导线线径 d ，匝间距离为 D (图 3-20)。低频时电感为

$$L = 4N^2 \left[(l_1 + l_2) \ln \frac{2l_1 l_2}{DN} - l_1 \ln(l_1 + g) - l_2 \ln(l_2 + g) + 2g - \frac{l_1 + l_2}{2} + 0.447ND \right]$$

表 3-2 k 的拟合系数表

D/l	a	b	c
<1	1.2317	3.745	3.05
1~4.5	4.663	0.3803	6.4147
4.5~100	6.135	0.007	5.71

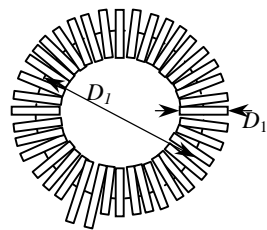


图 3-17 圆截面环形线圈

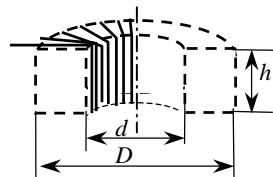


图 3-18 矩形截面环形线圈

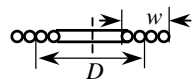


图 3-19 扁线圈

$$-4N(l_1+l_2)(A+B) \quad (3-36)$$

式中 A 与 d/D 关系为

$$A = \ln \frac{d}{D} + 0.557 \quad (3-36a)$$

B 与匝数 N 的关系

$$B = 0.33(0.98 - e^{-N/4.95}) \quad (3-36b)$$

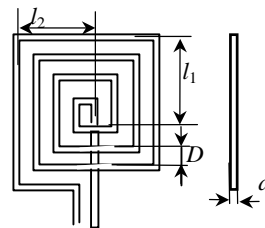


图 3-20 扁平矩形线圈

D. 多层线圈

(1) 长圆柱形线圈低频电感

图 3-21 所示圆柱多层线圈的长度 l 大于等于线圈厚度 h 时, 称为长圆柱线圈。低频时电感为

$$L = N^2 D \left[k - \frac{2\pi h}{l} (0.693 + C) \right] \times 10^{-7} (\text{H}) \quad (3-37)$$

式中 N —总匝数;

D —平均直径(m);

k —根据 D/l 由式(3-32a) 决定;

h —线圈厚度(m); l —线圈长度(m);

C —与 l/h 有关的函数由下式决定:

$$C = 0.32 \left(1 - e^{-\frac{l}{4.2h}} \right) \quad (3-37a)$$

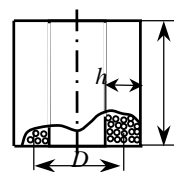


图 3-21 长圆柱形线圈

(2) 矩形截面的多层线圈电感 (图 3-22)

$$L = 4N^2(l_1+l_2) \left[\ln \frac{2l_1l_2}{b+c} - \frac{l_1}{l_1+l_2} \ln(l_1+g) - \frac{l_2}{l_1+l_2} \ln(l_2+g) + \frac{2g}{l_1+l_2} - \frac{1}{2} + 0.447 \frac{b+c}{l_1+l_2} \right] \times 10^{-7} (\text{H}) \quad (3-38)$$

式中 N —匝数;

l_1, l_2 —矩形平均边长 (m);

b, c —线圈的厚度和宽度(m);

$g = \sqrt{l_1^2 + l_2^2}$ —对角线长度(m)。

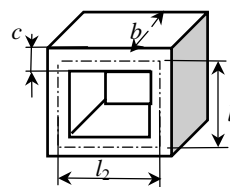


图 3-22 矩形截面线圈

E. 互感

导线之间互感

(1) 两根平行导线之间的互感

两根导线距离为 D (cm), 导线长为 l (m), 设导线之间距离 D 远远大于导线的直径, 它们之间的互感为

$$M = 2l \left(\ln \frac{2l}{D} - 1 + \frac{D}{l} \right) \times 10^{-7} (\text{H}) \quad (3-39)$$

(2) 两根一端相靠近并列的导线段之间的互感 (图 3-23)

两根导线分别长 l_1 (m) 和 l_2 (m),其互感为

$$M = l_1 \ln \frac{l_1+l_2}{l_1} + l_2 \ln \frac{l_1+l_2}{l_2} \times 10^{-7} (\text{H}) \quad (3-40)$$

如果两导线接近端分开距离为 D (m), 其互感为

$$M = [(l_1+l_2+D)\ln(l_1+l_2+D) + D\ln D] \times 10^{-7} - [(l_1+D)\ln(l_1+D) + (l_2+D)\ln(l_2+D)] \times 10^{-7} (\text{H}) \quad (3-41)$$

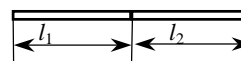


图 3-23 并列导线互感

(3) 两根平行导线段之间的互感(图 3-24)

两根平行导线段长分别是 $l_1(m)$ 和 $l_2(m)$, 分开距离是 $D(m)$ 。他们之间的互感为

$$M = 2 \left[2l_1 \cdot \ln \left(\frac{l_1 + l_2 + \sqrt{(l_1 + l_2)^2 + D^2}}{D} \right) + (l_1 + l_2) \ln \left(\frac{l_1 + l_2 + \sqrt{(l_1 + l_2)^2 + D^2}}{l_2 - l_1 + \sqrt{(l_2 - l_1)^2 + D^2}} \right) \right] \times 10^{-7} \\ + \left[\sqrt{(l_1 - l_2)^2 + D^2} - \sqrt{(l_1 + l_2)^2 + D^2} \right] \times 10^{-7} \quad (\text{H}) \quad (3-42)$$

例 8: 求两根相距 1cm, 长分别为 50cm 和 45cm 的导线的互感。

解: 在式(3-42)中先计算

$$L_1 = \sqrt{(l_1 + l_2)^2 + D^2} = \sqrt{(0.45 + 0.50)^2 + 0.01^2} = 0.95m$$

$$L_2 = \sqrt{(l_2 - l_1)^2 + D^2} = \sqrt{(0.50 - 0.45)^2 + 0.01^2} = 0.051m$$

$$L_3 = l_1 + l_2 = 0.95m$$

$$L_4 = l_2 - l_1 = 0.05m$$

代入式(3-42) 得到两导线之间的互感为

$$M = 2 \left[2l_1 \times \ln \left(\frac{L_3 + L_1}{D} \right) + L_3 \ln \left(\frac{L_3 + L_1}{L_2 + L_4} \right) + \left(\frac{L_3 - L_4}{2} \right) \right] \times 10^{-7} \\ = 2 \left[2 \times 0.45 \times \ln \frac{0.95 + 0.95}{0.01} + 0.95 \ln \frac{0.95 + 0.95}{0.05 + 0.051} + \frac{0.95 - 0.05}{2} \right] \times 10^{-7} \\ = 1.6 \times 10^{-6} \quad (\text{H})$$

(4) 两对长 l 的对称导线之间的互感 (图 3-25)

$$M = 4l \cdot \ln \frac{b}{a} \quad (3-43)$$

线圈互感

(5) 两个平行同轴的圆线圈之间的互感 (图 3-26)

$$M = \xi \sqrt{r_1 r_2} \times 10^{-7} \quad (\text{H}) \quad (3-44)$$

式中 r_1 和 r_2 —圆线圈半径(m)。

ξ —与 b/d 有关的系数;

线段 d 和 b 是两个圆周间最大和最小距离:

$$b = \sqrt{a^2 + (r_1 - r_2)^2} \quad d = \sqrt{a^2 + (r_1 + r_2)^2}$$

$$\xi = m + n \frac{b}{d} + p \left(\frac{b}{d} \right)^{1.5} \quad (3-44a)$$

式中拟合系数 m 、 n 和 p 由表 3-3 决定 (误差在 7% 以内)。

(6) 两个大小相等, 平行并同轴边长 $l_1 \times l_2$ 长方线圈, 相距为 D 之间的互感

$$M = 4 \left[l_1 \left(\ln \frac{l_1 + \sqrt{l_1^2 + D^2}}{l_1 + \sqrt{l_1^2 + l_2^2 + D^2}} \times \frac{\sqrt{l_1^2 + D^2}}{D} \right) + l_2 \left(\ln \frac{l_2 + \sqrt{l_2^2 + D^2}}{l_2 + \sqrt{l_1^2 + l_2^2 + D^2}} \times \frac{\sqrt{l_2^2 + D^2}}{D} \right) \right]$$

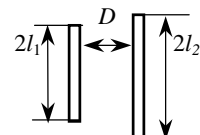


图 3-24 平行线段

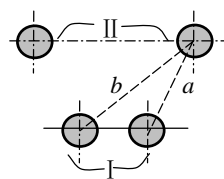


图 3-25 两对导线

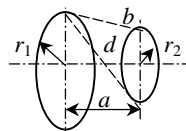


图 3-26 同轴圆线圈

表 3-3 ξ 拟合系数表

范围	0.01~0.1	0.1~0.5	0.5~0.99
m	57.69	32.59	18.04
n	796	153	52.6
p	4439	135.4	34.6

$$\times 10^{-7} + 8\left(\sqrt{l_1^2 + l_2^2 + D^2} - \sqrt{l_1^2 + D^2} - \sqrt{l_2^2 + D^2} + D\right) \times 10^{-7} \text{ (H)} \quad (3-45)$$

如果是正方形，只要将式(3-45)中 $l_1=l_2=l$ 。式 (3-45) 可大大简化。

(7) 同平面各边彼此平行长方线圈的互感 (图 3-27)

$$M = (M_{15} + M_{26} + M_{37} + M_{48} - M_{17} - M_{28} - M_{35} - M_{46}) \times 10^{-7} \text{ (H)} \quad (3-46)$$

若两长方形同心排列，则 $M_{15}=M_{37}$, $M_{26}=M_{48}$, $M_{17}=M_{35}$, $M_{28}=M_{46}$, 因此

$$M = 2(M_{15} + M_{26} - M_{17} - M_{28}) \times 10^{-7} \text{ (H)} \quad (3-47)$$

式中各单项互感按式 (3-24) 计算。

(8) 两个同轴同心的圆柱形单层线圈之间的互感(外线圈长)(图(3-28))

两个长分别为 $2l_1$, $2l_2(l_1 < l_2)$, 半径分别为 r_1 和 r_2 ($r_1 < r_2$) 圆柱形线圈, 其互感为

$$M = 2\pi^2 \frac{r_1^2 N_1 N_2}{g} \left[1 + \frac{r_2^2 r_1^2}{8g^4} \left(3 - 4 \frac{l_1^2}{r_1^2} \right) \right] \times 10^{-7} \text{ (H)} \quad (3-48)$$

式中 $g = \sqrt{r_2^2 + l_1^2}$, 两个线圈之间的耦合系数近似为

$$k = \frac{r_1^2 \times l_1}{r_2^2 l_2}$$

如果外边线圈短 (l_2) 而里面线圈长 (l_1), 上式同样适用。

(9) 两个方截面同轴多层圆线圈之间互感 (3-29)

两个线圈的匝数分别为 N_1 , N_2 , 平均半径分别为 r_1 , r_2 , 同轴中心相距 a 。其互感为

$$M = N_1 N_2 M_0 \quad (3-49)$$

其中 M_0 由式(3-44)决定。

3.4.2 磁芯电感

当电感线圈有磁芯时，因磁芯的磁导率比周围空气的磁导率高得多，磁通被限制在磁路中。即使高磁导率磁芯在磁路中开有气隙，散磁发生在气隙附近，其它部分散磁较少。一般线圈产生的磁通与全部线圈匝链，即 $\psi = N\phi$ 。同时 $iN = \phi R_\Sigma$ 。 R_Σ - 整个磁路等效磁阻。根据式(3-24) 电感定义

$$L = \frac{\psi}{i} = \frac{N\phi}{\phi R_\Sigma / N} = N^2 \frac{1}{R_\Sigma} = N^2 G_\Sigma \quad (3-50)$$

磁芯线圈电感存在两种情况。一是磁芯磁导率较低，磁芯一般没有气隙的闭合磁路；另一类是磁芯磁导率很高，磁路中带有气隙。在以下的讨论中认为磁芯磁导率为常数。非线性问题在以后章节讨论。

A. 低磁导率闭合磁芯电感

低磁导率磁芯做电感一般采用环形。如图 3-30(a)所示。磁芯相对磁导率为 μ_r ，环的截面积为 A 。平均磁路长度为 l ，线圈的电感为

$$L = \frac{\psi}{i} = \frac{NBA}{lH/N} = N^2 \frac{\mu_0 \mu_r A}{l} = N^2 G \quad (3-51)$$

例 9: 有一个未知磁导率的环形磁芯，如图 3-30 (a) 所示。内径 $d=2\text{cm}$ ，外径 $D=4\text{cm}$ ，高 $h=1\text{cm}$ 。

为了测量磁芯的相对磁导率，在磁芯上绕 40 匝线圈。测得电感量为 $100\mu\text{H}$ 。求磁芯的初始磁导率。
解：磁路的平均长度为

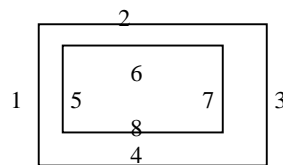


图 3-27 同平面平行框互感

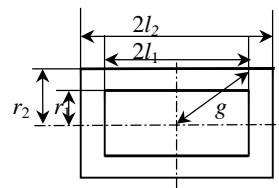


图 3-28 两个单层圆柱线圈

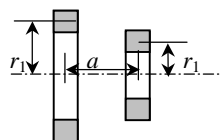


图 3-29 同轴环形多层线圈

$$l = \pi \frac{(D+d)}{2} = \pi \frac{4+2}{2} = 3\pi(\text{cm}) \text{ 或 } 0.03\pi(\text{m})$$

磁芯截面积

$$A = \frac{D-d}{2}h = \frac{4-2}{2} \times 1 = 1(\text{cm}^2) \text{ 或 } 10^{-4}(\text{m}^2)$$

根据式(3-51)可得相对磁导率

$$\mu_r = \frac{LI}{N^2 S \mu_0} = \frac{100 \times 10^{-6} \times 0.03\pi}{40^2 \times 10^{-4} \times 4\pi \times 10^{-7}} \approx 47$$

在上述计算中,尺寸用 m, $\mu_0=4\pi \times 10^{-7}(\text{H/m})$,如果用 cm,则 $\mu_0=0.4\pi \times 10^{-8}(\text{H/cm})$ 。

B. 带有气隙高磁导率磁芯电感

如果图 3-31(a)的环的材料磁导率很高,环上开有一个气隙 δ 。则开气隙的等效磁路如图 3-31(b)所示。线圈的电感为

$$L = N^2 \frac{1}{R_c + R_\delta}$$

式中 $R_c = \frac{l_c - \delta}{\mu A_c} \approx \frac{l_c}{\mu_0 \mu_r A_c}$, $R_\delta = \frac{\delta}{\mu_0 A_\delta}$ 。如果 $R_c \ll R_\delta$, 上式可近似为

$$L = N^2 G_\delta$$

式中 G_δ —考虑边缘散磁的气隙磁导。

例 10: E 型磁芯尺寸如例 2, 只有中柱开气隙 $\delta=3\text{mm}$, 线圈绕在中柱上, 共 25 匝, 求线圈电感量。

解: 由例 2 得到中柱的气隙磁导

$$G_\delta = 0.3062 \times 10^{-6}(\text{H})$$

气隙磁阻为

$$R_\delta = \frac{1}{G_\delta} = \frac{1}{0.3062 \times 10^{-6}} = 3.27 \times 10^6 (\text{H}^{-1})$$

由例 5 得到磁芯中总磁阻为

$$R_c = 2R_1 + R_2 + R_3 \\ = (2 \times 2.045 + 3.91 + 3.3) \times 10^4 (\text{H}^{-1}) = 11.3 \times 10^4 (\text{H}^{-1})$$

线圈的电感

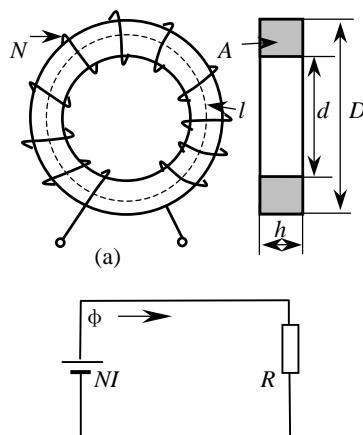
$$L = N^2 \frac{1}{R_c + R_\delta} \\ = 25^2 \frac{1}{3.27 + 0.113} \times 10^{-6} = 0.185 \times 10^{-3} (\text{H})$$

在本题中,磁芯磁阻与气隙磁阻比较,气隙磁阻远远大于磁芯的磁阻。如果不考虑磁芯磁阻,电感计算如下

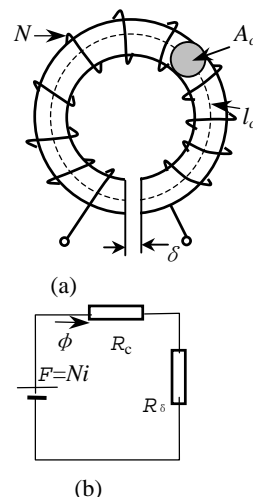
$$L = N^2 \frac{1}{R_\delta} = N^2 G_\delta = 25^2 \times 0.3062 \times 10^{-6} \\ = 0.191 \times 10^{-3} (\text{H})$$

如果不考虑边缘磁通,也不考虑磁芯磁阻时的电感

$$L = N^2 \frac{\mu_0 A}{\delta} = 25^2 \times 4\pi \times 10^{-7} \frac{2.7 \times 1.98}{0.3} \times 10^{-2}$$



(b)等效磁路
图 3-30 环形磁芯电感



(b)
图 3-31 带气隙磁路

$$=0.1336 \times 10^{-3}(\text{H})$$

从以上计算结果可以看出，当磁芯磁导率很高时，忽略磁芯磁阻对电感影响不大。但如果忽略气隙的边缘磁导，则会带来非常大的误差。

本章要点：

- 磁场的计算可简化为路的计算，尤其是带有高磁导率磁芯的磁通路。可使场的问题变为我们熟知的路问题来分析。但磁路与电路只是形式上相似，磁阻与电阻不同，磁阻中没有象电路里确实有电子流流动的物质，它不消耗能量。
- 磁场没有“绝缘”体，只能将其短路。磁路周围的空气可能是磁路的一部分，散磁和漏磁(变压器)总是存在的。精确计算是困难的。通常采用经验公式计算。
- 要分析散磁或漏磁，应当考虑激磁磁势在磁路中位置和分布情况。必要时，应作出磁位图。有磁位差，就可能有磁通路径。磁位差越大，磁通分流就越大。
- 磁芯气隙是磁路的一部分。气隙附近存在边缘磁通，气隙越大，边缘磁通影响越大。工程上，可采用近似计算。
- 无磁芯的线圈电感或互感的计算采用经验公式。误差一般在 10%之内。
- 带有磁芯的电感计算主要是磁路磁阻或磁导的计算。有气隙时，必须考虑边缘磁导的影响。

参考文献

1. 《航空电器》航空电器编写组 编 航空工业出版社 北京 1981
2. 《Электронные Поставки Ток》 АВ Гордон АГ Сивина 1960 МОСКВА
3. 《电感计算》亨利 海特维西 李远译 1954 国防工业出版社
4. 《Unitrode Magnetics Design Handbook 》—Magnetics Design for Switching Power Supplies Lloyd H. Dixon

第四章 软磁材料

在前面磁场分析中可以看到，在线圈中加入磁芯后，将磁通限制在低磁阻的磁芯内，用较小激励电流，产生比没有磁芯时大得多的磁通，这就大大减少了电磁元件的体积。因此，加磁芯的基本目的是为链合或耦合两个或多个磁单元的磁通，提供容易通过的路径，将磁源和磁“负载”连接起来，作为磁通“汇流条”。同时减少磁元件的体积。

在实际变压器中，磁源是初级线圈—安匝和伏/匝。磁负载是次级线圈(绕组)。初级线圈匝链的磁通与每个次级线圈匝链，并适当调节匝比得到不同的电压。在变压器磁芯中存储能量越小越好。如果存储能量，和其它寄生元件一样，有时将引起电压尖峰。在下面将看到，使用高磁导率材料磁芯，能量存储最小。

在一个电感中，磁芯提供一个线圈和磁芯串联的非磁气隙之间磁通链合路径。实际上，几乎所有的能量存储在气隙中。高磁导率磁芯或合金象皮莫合金，不能够存储大量的能量。

反激变压器实际上是一个带有初级和次级线圈的电感，并且有一个气隙存储能量。和一个简单电感一样，磁芯提供初级和气隙之间磁通的链合。磁芯还提供气隙和次级线圈之间的链合，以传递能量到次级电路。象变压器一样，通过调节匝比得到不同的输出电压。

4.1 磁性材料的磁化

物质的磁化需要外磁场。相对外磁场而言，被磁化的物质称为磁介质。将铁磁物质放到磁场中，

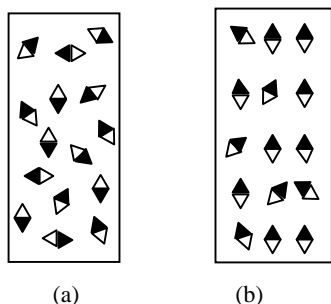


图 4-1 铁磁物质的未磁化(a)和被磁化(b)时的磁畴排列

磁感应强度显著增大。磁场使得铁磁物质呈现磁性的现象称为铁磁物质的磁化。铁磁物质之所以能被磁化，是因为这类物质不同于非磁物质，在其内部有许多自发磁化的小区域—**磁畴**。在没有外磁场作用时，这些磁畴排列的方向是杂乱无章的(图4-1(a))，小磁畴间的磁场是相互抵消的，整个磁介质对外不呈现磁性。如给磁性材料加外磁场，例如将铁磁材料放在一个载流线圈中，在电流产生的外磁场作用下，材料中的磁畴顺着磁场方向转动，加强了材料内的磁场。随着外磁场加强，转到外磁场方向的磁畴就越来越多，与外磁场同向的磁感应强度就越强(4-1(b))。这就是说材料被磁化了。

4.2 磁材料的磁化曲线

4.2.1 磁性物质磁化过程

如将完全无磁状态的铁磁物质放在磁场中，磁场强度从零逐渐增加，测量铁磁物质的磁通密度 B ，得到磁通密度和磁场强度 H 之间关系，并用 B - H 曲线表示，该曲线称为**磁化曲线**，如图4-2(e)曲线C所示。没有磁化的磁介质中的磁畴完全是杂乱无章的，所以对外界不表现磁性(图4-2(a))。当磁介质置于磁场中，外磁场较弱时，随着磁场强度的增加，与外磁场方向相差不大的那部分磁畴逐渐转向外磁场方向(图4-2(b))，磁感应 B 随外磁场增加而增加(图4-2(e)中oa段)。如果将外磁场 H 逐渐减少到零时， B 仍能沿ao回到零，即磁畴发生了“弹性”转动，故这一段磁化是可逆的。

当从磁场继续增大时，与外磁场方向相近的磁畴已经趋向于外磁场方向，那些与磁场方向相差较大的磁畴克服“摩擦”，也开始转向外磁场方向(图4-2(c))，因此磁感应 B 随 H 增大急剧上升，如磁化曲线ab段。如果把ab段放大了看，曲线呈现阶梯状，说明磁化过程是跳跃式进行的。如果这时减少外磁场， B 将不再沿ba段回到零，过程是不可逆的。

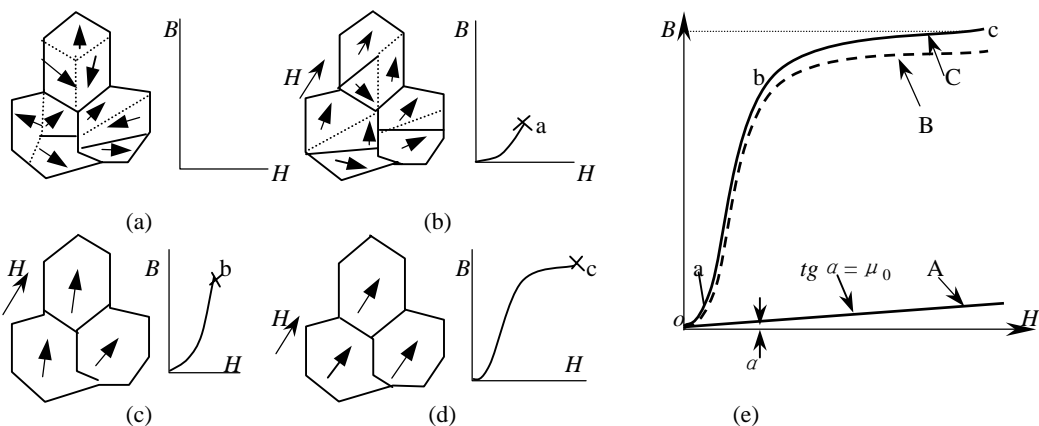


图 4-2 铁磁物质的磁化特性

磁化曲线到达**b**点后，大部分磁畴已趋向了外磁场，从此再增加磁场强度，可转动的磁畴越来越少了，故**B**值增加的速度变缓。这段磁化曲线附近称为磁化曲线**膝部**。从**b**进一步增大磁场强度，只有很少的磁畴可以转向(图4-2 (d))，因此磁化曲线缓慢上升，直至一基本上停止上升(c点)，材料磁性能进入所谓饱和状态，随磁场强度增加**B**增加很少，该段磁化曲线称为**饱和段**。这段磁化过程也是不可逆的。

铁磁材料的**B**和**H**的关系可表示为

$$B = J + \mu_0 H \tag{4-1}$$

式中 μ_0 —真空磁导率； J —磁化强度。上式表示磁芯中磁通密度是磁性介质的磁感应强度(J 也称磁化强度)和介质所占据的空间磁感应强度之和。当磁场强度很大时，磁化强度达到最大值，即饱和(图4-2(e)曲线**B**)，而空间的磁感应强度不会饱和，仍继续增大(图4-2(e)中曲线**A**)。合成磁化曲线随着磁场强度**H**增大，**B**仍稍有增加(图4-2(e)曲线**C**)。

从材料的零磁化状态磁化到饱和的磁化曲线通常称为**初始磁化曲线**。

4.2.2 饱和磁滞回线和基本参数

如果将铁磁物质沿磁化曲线 **OS** 由完全去磁状态磁化到饱和 B_s (如图 4-3 所示)，此时如将外磁场 **H** 减小，**B** 值将不再按照原来的初始磁化曲线(**OS**)减小，而是更加缓慢地沿较高的 **B** 减小，这是因为发生刚性转动的磁畴保留了外磁场方向。即使外磁场 $H=0$ 时， $B \neq 0$ ，即尚有剩余的磁感应强度 B_r 存在。这种磁化曲线与退磁曲线不重合特性称为磁化的不可逆性。磁感应强度 **B** 的改变滞后于磁场强度 **H** 的现象称为**磁滞现象**。

如要使 **B** 减少，必须加一个与原磁场方向相反的磁场强度 $-H$ ，当这个反向磁场强度增加到 $-H_c$ 时，才能使磁介质中 $B=0$ 。这并不意味着磁介质恢复了杂乱无章状态，而是一部分磁畴仍保留原磁化磁场方向，而另一部分在反向磁场作用下改变为外磁场方向，两部分相等时，合成磁感应强度为零。

如果再继续增大反向磁场强度，铁磁物质中反转的磁畴增多，反向磁感应强度增加，随着 $-H$ 值的增加，反向的 **B** 也增加。当反向磁场强度增加到 $-H_s$ 时，则 $B=-B_s$ 达到反向饱和。如果使 $-H=0, B=-B_r$ ，要使 $-B_r$ 为零，必须加正向 H_c 。如 **H** 再增大到 H_s 时，**B** 达到最大值 B_s ，磁介质又达到正向饱和。这样磁场强度由 $H_s \rightarrow 0 \rightarrow -H_c \rightarrow -H_s \rightarrow 0 \rightarrow H_c \rightarrow H_s$ ，相应地，磁感应强度由 $B_s \rightarrow B_r \rightarrow 0 \rightarrow -B_s \rightarrow -B_r \rightarrow 0 \rightarrow B_s$ ，形成了一个对原点 **O** 对称的回线(图 4-3)，称为**饱和磁滞回线**，或最大磁滞回线。

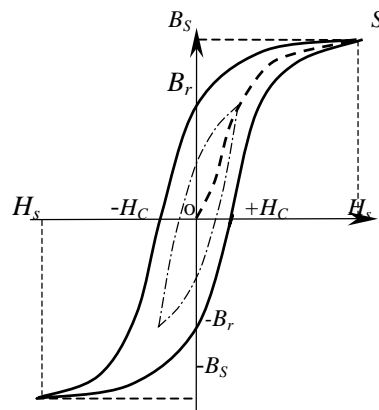


图 4-3 磁芯的磁滞回线

在饱和磁滞回线上可确定的特征参数(图 4-3)为:

1. 饱和磁感应强度 B_S

是在指定温度(25℃或 100℃)下,用足够大的磁场强度磁化磁性物质时,磁化曲线达到接近水平时,不再随外磁场增大而明显增大(对于高磁导率的软磁材料,在 $\mu_r=100$ 处)对应的 B 值。

2. 剩余磁感应强度 B_r

铁磁物质磁化到饱和后,又将磁场强度下降到零时,铁磁物质中残留的磁感应强度,即为 B_r 。称为剩余磁感应强度,简称**剩磁**。

3. 矫顽力 H_c

铁磁物质磁化到饱和后,由于磁滞现象,要使磁介质中 B 为零,需有一定的反向磁场强度 $-H$,此磁场强度称为**矫顽磁力** H_c 。

如果用小于 H_S 的不同的磁场强度磁化铁磁材料时,此时 B 与 H 的关系在饱和磁滞回线以内的一族磁滞回线。各磁滞回线上的剩磁感应和矫顽磁力将小于饱和时的 B_r 和 H_c 。如果要使具有磁性的材料恢复到去磁状态,用一个高频磁场对材料磁化,并逐渐减少磁场强度 H 到 0,或将材料加到居里温度以上即可去磁。

应当指出的是材料的磁化曲线是环形等截面试样特性,各种磁芯型号尽管磁芯材质与试样相同,但磁化特性因结构形状不同而不相同。

如果磁滞回线很宽,即 H_c 很高,需要很大的磁场强度才能将磁材料磁化到饱和,同时需要很大的反向磁场强度才能将材料中磁感应强度下降到零,也就是说这类材料磁化困难,去磁也困难,我们称这类材料为**硬磁**材料。如铝镍钴,钕钴,钕铁硼合金等永久磁铁,常用于电机激磁和仪表产生恒定磁场。这类材料磁化曲线宽,矫顽磁力高。在开关电源中,为减少直流滤波电感的体积,有时用永磁—硬磁材料产生恒定磁场抵消直流偏置。

另一类材料在较弱外磁场作用下,磁感应强度达到很高的数值,同时很低的矫顽磁力,即既容易磁化,又很容易退磁。我们称这类材料为**软磁**材料。开关电源主要应用软磁材料。属于这类材料的有电工纯铁、电工硅钢、铁镍软磁合金、铁钴钨软磁合金和软磁铁氧体等。某些特殊磁性材料,如恒导磁合金和非晶态合金也是软磁材料。可见,所谓“软磁”,不是材料的质地柔软,而是容易磁化而已。实际上,软磁材料都是既硬又难加工的材料。如铁氧体,既硬又脆,是开关电源中主要应用的软磁材料。

4.3 磁芯损耗

铁磁物质在交流磁化过程中,因消耗能量发热,磁材料损耗功率(P)由磁滞损耗(P_h)、涡流损耗(P_e)和剩余损耗(P_c)组成:

$$P_c = P_h + P_e + P_c$$

4.3.1 磁化能量和磁滞损耗 P_h

上一节讨论了磁材料在外磁场的作用下,材料中的一部分与外磁场方向相差不大的磁畴发生了‘弹性’转动,这就是说当外磁场去掉时,磁畴仍能恢复原来的方向;而另一部分磁畴要克服磁畴壁的摩擦发生刚性转动,即当外磁场去除时,磁畴仍保持磁化方向。因此磁化时,送到磁场的能量包含两部分:前者转为势能,即去掉外磁化电流时,磁场能量可以返回电路;而后者变为克服摩擦使磁芯发热消耗掉,这就是磁滞损耗。

用一个低频交流电源磁化一个环状磁芯线圈(图 4-4(a)),磁芯材料磁化曲线如图 4-4(b)所示。磁芯截面积为 A_c ,平均磁路长度为 l_c ,线圈匝数为 N 。如果外加电压为 $u(t)$,磁化电流为 $i(t)$ 。根据式(1-7)可以得到

$$H = \frac{iN}{l_c} \quad \text{或} \quad i = \frac{Hl_c}{N}$$

根据电磁感应定律(式 (1-10))

$$u = N \frac{d\phi}{dt} = NA_c \frac{dB}{dt}$$

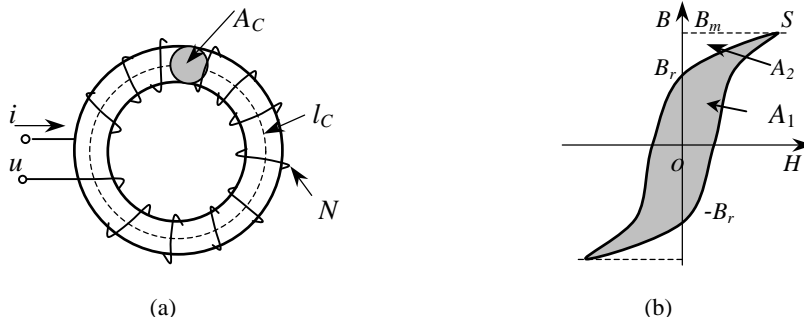


图 4-4 磁芯的磁滞损耗

在半周期内，送入磁芯线圈的能量

$$\begin{aligned} \int_{\alpha}^{\alpha+T/2} u i dt &= \int_{-B_r}^{B_r} NA_c \frac{dB}{dt} \cdot \frac{Hl_c}{N} dt = V \int_{-B_r}^{B_r} H dB \\ &= V \left(\int_{-B_r}^{B_s} H dB - \int_{B_s}^{B_r} H dB \right) = V \times (A_1 - A_2) \end{aligned} \quad (4-2)$$

式中 $V=A_c l_c$ —磁芯体积；

A_1 —磁芯由 $-B_r$ 磁化到 B_m 磁化曲线与纵轴包围的面积 $-B_r-S-B_m-B_r$ ，它是磁化电流由零变化到最大值，电源送入磁场的能量 $V \times A_1$ 。

A_2 —磁化电流由最大值下降到零，磁芯由 B_m 退磁到 B_r 去磁曲线与纵轴包围的面积，是单位体积磁材料返回电路的磁场能量 $V \times A_2$ ，这是可恢复能量。

因此电源半周期内磁化磁芯材料损耗的能量为 $V \times (A_1 - A_2)$ ，即磁化曲线 $-B_r-S-B_r$ 与纵轴所包围的面积。同理如果电流从零变化到负的最大值，再由负的最大值变化到零，即另外半周期，磁化磁芯损耗的能量是第二和第三象限磁化曲线与纵轴包围的面积。也就是说磁化磁芯一周期，单位体积磁芯损耗的能量正比于磁滞回线包围的面积。这就是**磁滞损耗**，是不可恢复能量。每磁化一个周期，就要损耗与磁滞回线包围面积成正比的能量，频率越高，损耗功率越大。磁感应摆幅越大，包围面积越大，损耗也越大。

可恢复的能量部分表现在电路中是电感的储能和放能特性；不可恢复能量部分表现为磁芯损耗发热。

4.3.2 涡流损耗 P_e

什么是涡流？在磁芯线圈中加上交流电压时，线圈中流过激励电流，激磁安匝（磁势）产生的全部磁通 ϕ 在磁芯中通过（图 4-5 (a)），如果磁芯是导体，磁芯本身截面周围也将链合全部磁通 ϕ 而构成单匝的次级线圈。当交流激励电压为 u_1 时，根据电磁感应定律有

$$u_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt}$$

每一匝的感应电势，即磁芯截面最大周边等效一匝感应电势为

$$\frac{u_1}{N_1} = \frac{d\phi}{dt} \quad (4-3)$$

因磁芯材料的电阻率不是无限大，绕着磁芯周边有一定的电阻值，感应电压产生电流 i_e —涡流

一流过这个电阻，引起 $i_e^2 R$ 损耗，这就是**涡流损耗**。由式(4-3)可见，涡流损耗与磁芯磁通变化率成正比，频率提高是通过磁通变化率提高而影响涡流损耗。例如一个变压器初级工作在电压 50V，脉宽 $10\mu S$ ，和 100V， $5\mu S$ 。尽管两者伏秒一样（即 ΔB 相同），但后者每匝伏特比前者大一倍，涡流大一倍，则峰值损耗大 4 倍，因后者脉宽小一倍，所以平均损耗后者比前者大一倍。因此正确的说，涡流与每匝伏特和占空度有关，而与频率无关。如果说与频率有关，那是因为频率提高以后，匝数少了的缘故。

虽然涡流 i_e 是损耗，相当于一匝“次级”反射到初级，成为初级磁化电流的一部分，客观上减少了磁芯的动态磁导。应当注意，涡流的反射电流和磁滞损耗相似，不是储能。在电路中电感的涡流可用一个与电感并联的电阻 R_e 来等效（图 4-5(b)）。

涡流一方面产生磁芯损耗，另一方面产生的涡流所建立磁通阻止磁芯中主磁通变化，使得磁通趋向磁芯的表面，导致磁芯有效截面积减少，这种现象称之为集肤效应。通常定义为电流密度减少到导体表面层电流密度的 $1/e$ 处的深度叫做集肤深度 Δ ，通常可表示为

$$\Delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu_0\mu_r f}} \quad (4-4)$$

式中 ρ — 磁芯的电阻率 ($\Omega\cdot m$)；

μ_r — 磁芯材料的相对磁导率；

f — 磁通变化频率 (Hz)。

例如皮莫合金磁芯的电阻率 $\rho = 55 \times 10^{-4} \Omega\cdot m$ ， $\mu_r = 30000$ 。

根据式(4-4)求得集肤深度与频率的关系为

$$\Delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu_0\mu_r f}} = \sqrt{\frac{55 \times 10^{-4}}{4\pi^2 \times 10^{-7} \times 3 \times 10^4 f}} = \frac{0.22}{\sqrt{f}} \quad (4-5)$$

在 10kHz 时，集肤深度为

$$\Delta = \frac{0.22}{\sqrt{f}} = \frac{0.22}{\sqrt{10^4}} = \frac{0.22}{100} = 0.0022\text{mm}$$

允许带的厚度是 $2\Delta = 2 \times 0.0022 \approx 0.0044\text{mm}$ 。

对于功率铁氧体，如电阻率为 $\rho = 20 \Omega\cdot m$ ， $\mu_r = 1500$ ：

$$\Delta = \frac{5800}{\sqrt{f}} \quad (\text{cm})$$

在 100kHz 时，铁氧体的穿透深度 $\Delta = 18\text{cm}$ 。穿透深度比一般磁芯的厚度大得多，可以不考虑涡流引起的集肤效应。

如前所述，涡流相当于一匝的磁芯线圈。涡流电阻取决于材料的截面尺寸和电阻率。为了减少涡流效应，将低电阻率的磁合金材料碾轧成薄带，将整块磁芯用相互绝缘的 n 片薄带叠成相同截面积磁芯代替，如图 4-6 所示。如果通过与整块磁芯相同磁通时，每片仅通过总磁通的 $1/n$ 。而对于每片的涡流电阻 ($R = \rho l/A$, ρ — 材料电阻率； A — 整块磁芯截面积； l — 整块磁芯涡流路径长度)，薄带的截面积是整块截面的 A/n ；如果是正方形截面积，涡流路径最多比整块磁芯减少 $1/2$ ，每片包围的磁通为总磁通的 $1/n$ 。如果粗略估计，折算到激励线圈的涡流电阻比整块磁芯增加了 $n^2/2$ 倍。因此，用于交流的合金磁芯总是应用其相互绝缘的薄带料叠成的。

4.3.3 剩余损耗 P_c

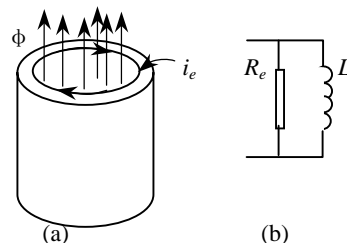


图 4-5 磁芯中的涡流

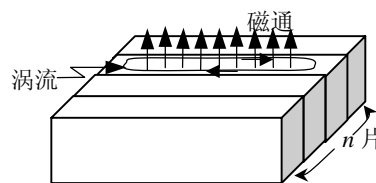


图 4-6 叠片变化磁通产生的涡流

剩余损耗是由于磁化弛豫效应或磁性滞后效应引起的损耗。所谓弛豫是指在磁化或反磁化的过程中，磁化状态并不是随磁化强度的变化而立即变化到它的最终状态，而是需要有一个过程，这个‘时间效应’便是引起剩余损耗的原因。

从以上分析可见，在交变磁场中，磁芯单位体积（重量）能量损耗既取决于磁介质本身的电阻率、结构形状等因素，又取决于交变磁场的频率和磁感应强度摆幅 ΔB_m 。对于合金铁磁物质而言，在低频(50Hz)和较高的 B_m 范围内，损耗主要由 P_h 和 P_e 决定。一般可用下式表示

$$P_T = \eta f B_m^{1.6} V \quad (4-6)$$

式中 η —损耗系数； f —工作频率； B_m —磁芯幅值磁感应强度； V —磁芯体积。

在低频时，磁芯损耗几乎完全是磁滞损耗。对于今天的磁芯，在 200~300kHz，涡流损耗和剩余损耗超过了磁滞损耗。磁芯损耗可表示为

$$P_T = \eta f^\alpha B_m^\beta V \quad (4-6a)$$

式中 α 和 β 分别为大于 1 的频率和磁感应损耗指数。

4.4 磁化曲线的测量和显示

根据磁学的两个基本定律—电磁感应定律和安培回路定律，可测量材料的磁化曲线。工程上有许多形式的磁化曲线：手册提供的磁化曲线，电机磁路的磁化曲线，变压器的磁化曲线，EE42 铁氧体磁芯的磁化曲线等等，但表征材料性能的磁化曲线是在一定条件（通常测试样件为环形）下的磁化曲线。其余称为系统磁化曲线或结构磁化曲线。

在计算磁通密度（式（1-10））和磁场强度（式（1-7））时，假设磁场在整个磁芯截面上是均匀的。事实上，很难有这种结构的磁芯满足这个要求。各种手册中提供的测试磁化曲线统一采用环形磁芯作为试样。环的内径与外径比尽可能大，以保证内外径处磁场相差最小。由于存在磁滞、涡流和剩余损耗，测试结果与材料供应的厚度、测试频率及电压电流波形有关。一般手册提供的磁化曲线是在广泛应用的频率正弦波电压和供应状态的测试结果。

4.4.1 测试原理和电路

目前有许多的测试仪器测试直流或交流磁化曲线。但一般使用者未必有这样的设备。实验室可采用电流电压表法进行测量。

测试电路接线如图 4-7 所示。一般被测磁芯是环状的，在磁芯上绕两个线圈 N_1 和 N_2 。磁芯的截面积为 A ，平均磁路长度为 l 。

图中 R_s 为电流检测电阻，取值应尽可能小。电压表 V_1 和 V_2 都用高内阻的交流电压表。根据磁环大小的不同，一般信号源 SG 为具有功率输出（3W 以上）的正弦波音频信号发生器。调节信号发生器加于线圈 N_1 的电压，测得并逐个记录 V_1 的读数 U_1 以及与 V_1 对应的 U_2 值。由 U_2 值得

$$B = \frac{U_2}{4.44 f A N_2} = k_2 U_2 (\text{T}) \quad (4-7)$$

由 U_1 可得

$$H = \frac{N_1 I}{l} = \frac{N_1 \sqrt{2} \cdot U_1}{l R_s} = k_1 U_1 (\text{A/m}) \quad (4-8)$$

式中 $k_1 = \sqrt{2} N_1 / l R_s$ ， $k_2 = 1 / (4.44 f A N_2)$ 。磁芯尺寸用 m。分别计算出 B 和 H 值，就可画出如图 4-8

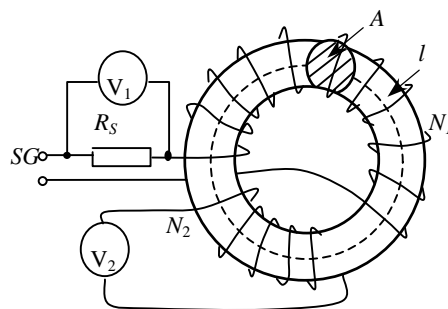


图 4-7 基本磁化曲线的近似测试

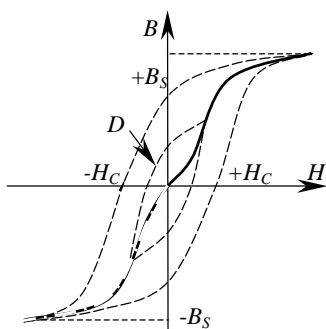


图 4-8 基本磁化曲线

中实线所示的磁化曲线。

图 4-8 中的磁化曲线实际上是从未饱和到饱和一族磁化曲线（图 4-8 中虚线）的顶点连线。如果测试频率较低，涡流和剩余损耗可以忽略，此磁化曲线称为**基本磁化曲线**。低频时，基本磁化曲线与初始磁化曲线相近。

测试电路中为了减少误差,信号源 SG 应是内阻尽可能小 ($<1\Omega$)。选用磁芯使用频率作为测试频率。在测量期间频率不稳定性不应高于 0.5%，失真度在 1% 以下。电压表 V_2 内阻尽可能高，保证测量值是 N_2 上的电动势。在保证精度的情况下， R_s 应尽可能小，同时初级线圈导线直径应选取较大的尺寸，使电阻尽可能小。

因为初级电流是磁芯磁化电流，如果初级总电阻较大，因磁化电流是非正弦波，此电流在电阻上的压降会造成加在初级线圈上的电压波形畸变。事实上，在接近饱和时，磁化电流已经畸变严重，所以 U_1 已为非正弦波，电流有效值和峰值之间已不存在 $\sqrt{2}$ 的关系。比较精确的方法， U_1 采用峰值电压表 U_{1p} 。这样在式(4-8)中 $\sqrt{2} U_1$ 用 U_{1p} 代替。

4.4.2 磁化曲线的显示

(1) 磁化曲线显示电路和原理

在有些应用场合，例如磁放大器应用需要知道磁化曲线的形状，我们可以在实验室用示波器显示磁滞回线。图 4-9 为测试电路。

测试原理与测试基本磁化曲线相似。仍用 R_s 测量磁化电流，磁场强度与磁化电流关系与式 (4-8) 相似， H 为瞬时值

$$H(t) = \frac{N_1 i(t)}{l} = \frac{N_1 u(t)}{l R_s} = k_3 u_1(t) (\text{A/m}) \quad (4-9)$$

式中 $k_3 = N_1 / l R_s$

将 R_s 上电压接到示波器的 X 轴，注意标尺刻度，确定 X 轴的 A/div。

因为磁芯中是磁感应是电压的积分，不能用电压直接表示磁感应的数值。这里将次级感应电势接到一个 RC 串联电路，取电容上电压，作为次级感应电势的积分送到示波器的 Y 轴。

在测试频率，选择 $R \gg 1/\omega C$ ，就有

$$i_c \approx \frac{U_{2m} \sin \omega t}{R} = C \frac{du_c}{dt} \quad \text{即} \quad U_{2m} \sin \omega t = RC \frac{du_c}{dt} \quad (4-10a)$$

磁芯中磁感应

$$U_{2m} \sin \omega t = N_2 A \frac{dB}{dt} \quad (4-10b)$$

联解式 (4-10a) 和 (4-10b) ,得到

$$B(t) = \frac{RC}{N_2 A} U_c(t) = k_4 U_c(t)$$

式中 $k_4 = RC / N_2 A$ 。

因此，磁芯中磁感应强度变化正比于电容电压的变化。将电容端电压接到示波器 Y 轴，注意 Y 轴标尺，确定 Y 轴 T/div。

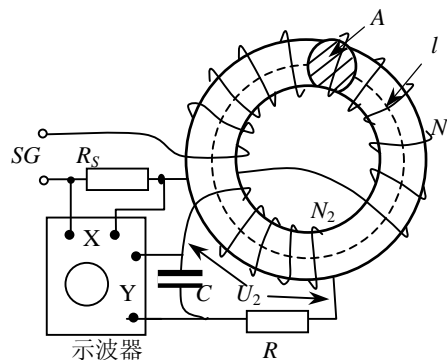


图 4-9 磁化曲线显示原理电路

(2) 高频下的磁化曲线

上面测试的磁化曲线是直流或低频磁场下的磁化曲线，即所谓静态(或准静态)磁特性。这时磁化的滞后现象—弛豫现象可以忽略。但当频率提高时，弛豫现象就越来越明显，同时涡流更加显著。在与低频相同幅值的 H_m 磁化磁芯时，对应的磁感应强度要下降，频率越高下降越多。 B 和 H 之间就存在相位差，即时间效应。在交流磁化过程中，如果交流磁化场是对称周期变化，则磁感应强度 B 也是周期对称变化，交流回线如图4-10所示。由图可知，交流磁场中回线面积比直流磁场的回线面积大，且形状和大小也与磁场的变化频率有关，因为频率增加时，磁芯的涡流增加，导致相同磁通密度下磁化电流增加所致。高频时，回线逐渐趋于椭圆。

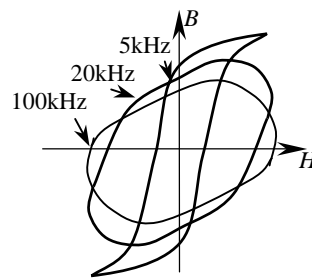


图 4-10 频率提高时的磁化曲线

4.5 相对磁导率 μ_r

由式(1-3)得到材料的磁导率，也称为绝对磁导率(图 4-11)为

$$\mu = \frac{\dot{B}}{\dot{H}}$$

为了比较介质导磁性能，通常以真空磁导率为基准，定义介质的磁导率 μ 与真空磁导率 μ_0 之比为相对磁导率 μ_r ，即

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (4-11)$$

磁性材料的相对磁导率不是一个常数，因 μ 是 $B-H$ 曲线上任意一点的 B 和 H 的比值，即

$$\mu_r = \frac{B}{\mu_0 H} = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (4-12)$$

4.5.1 最大磁导率 μ_m

图4-11中 μ 曲线表示了 μ_r 值是随磁场强度变化的曲线。在某一磁场强度下，相对磁导率达到最大值，称为最大磁导率 μ_m 。

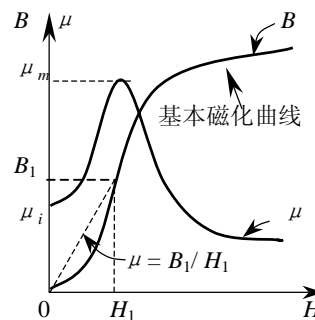


图 4-11 $B, \mu=f(H)$ 关系曲线

4.5.2 初始磁导率 μ_i

一般规定材料样件是环形的闭合磁路。当激励磁场强度 $H \rightarrow 0$ 时的磁导率称为初始磁导率 μ_i ：

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \frac{\Delta B}{\Delta H} (H \rightarrow 0) \quad (4-13)$$

初始磁导率 μ_i 与温度和频率有关。例如在DIN IEC401中规定软磁铁氧体材料的 μ_i 测试条件为 $f \leq 10\text{kHz}$, $B < 0.25\text{mT}$, $T = 25^\circ\text{C}$ 。

4.5.3 增量磁导率 μ_Δ

在一个直流磁场上叠加一个交流磁场时(图4-12),交流分量的磁导率即为增量磁导率 μ_Δ ：

$$\mu_\Delta = \frac{1}{\mu_0} \left. \frac{\Delta B}{\Delta H} \right|_H \quad (4-14)$$

如果交流分量和直流分量比较，小到可以忽略，则增量磁导率称之为可逆磁导率(μ_{rev})。该值与直流磁场大小，磁芯的几何形状及温度有关。

4.5.4 有效磁导率 μ_e

电感的磁芯采用低磁导率环形磁芯外,有时还采用开有空气隙($\mu_r=1$)的高磁导率($\mu_i \gg 1$ 磁材料)磁芯。高磁导率磁芯存储能量很少,主要用空气隙存储能量。如果是带有气隙为 δ 的环形磁芯(图4-13(a)),截面积 A_c ,有效磁路长度为 l_c ,线圈匝数为 N ,线圈电流为 I ,假设气隙 δ 相对于截面的尺寸很小,忽略散磁通。根据全电流定律有

$$NI = H_\delta \delta + H_c l_c$$

式中 H_δ 和 H_c 分别为气隙和磁芯中的磁场强度。因为气隙很小,不考虑气隙的边缘磁通,则有

$$\phi = B_c A_c = B_\delta A_\delta$$

又因为忽略边缘磁通,故磁芯磁通密度 $B_c=B_\delta$ —气隙磁通密度,因此近似的有

$$NI = \frac{B_c}{\mu_0 \mu_r} l_c + \frac{B_\delta}{\mu_0} \delta = \frac{B_c l_c}{\mu_0 \mu_r} \left(1 + \frac{\mu_r \delta}{l_c}\right) = \frac{B_c l_c}{\mu_0 \mu_e} \quad (4-15)$$

$$\text{式中 } \mu_e = \frac{\mu_r}{1 + \frac{\mu_r \delta}{l_c}} = \frac{1}{\frac{1}{\mu_r} + \frac{\delta}{l_c}} \quad (4-16)$$

μ_e 为有效磁导率。这就是说,磁芯带有气隙后,等效的磁导率降低了。如果 $\mu_r \gg l_c/\delta$,则有效磁导率近似为

$$\mu_e = l_c / \delta \quad (4-17)$$

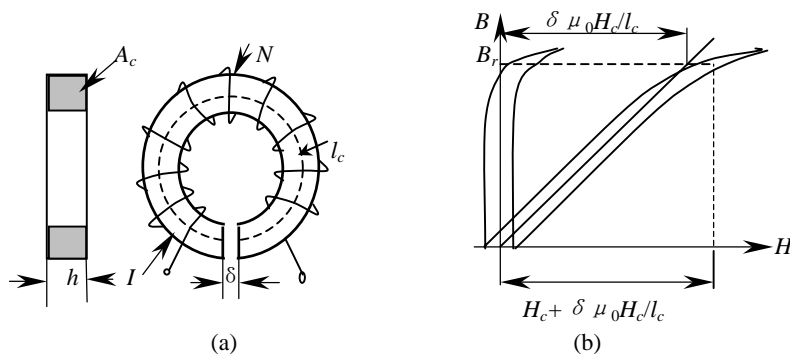


图4-13 开口的环形磁芯(a)及其磁化特性 (b)

则式(4-15)可以改写为

$$NI = \frac{B_c l_c}{\mu_0 \mu_e} = H_c (l_c + \mu_r \delta)$$

式中 $H_c=B_c/\mu_0 \mu_r$ 。带有气隙的磁芯产生与无气隙时相同的磁通密度,磁场强度分为两个部分:磁芯中的 H_c 和等效的气隙磁场强度 $H'_\delta=\mu_r \delta l_c$,带有气隙磁芯磁化曲线是磁芯磁化特性与气隙磁化特性的合成,如图4-13(b)所示。

由图4-13 (b)可见,合成磁化曲线的线性度比材料磁化曲线好得多。也就是说磁芯材料特性的非线性被磁阻大得多的线性气隙“湮没”了。而且可通过改变气隙的大小,方便地改变磁芯的有效磁导率。其次,由于气隙的去磁作用,磁芯的剩磁感应(B_r)大大下降了,这个性能对单向磁化应用非常有用。

4.5.5 幅值磁导率(μ_a)

没有直流偏置时, 交变磁场强度的幅值与磁通密度幅值的关系称为幅值磁导率 μ_a

$$\mu_a = \frac{1}{\mu_0} \frac{B_p}{H_p} \quad (4-18)$$

因为磁化曲线是非线性的，幅值磁导率与峰值磁场强度有关。

4.6 常用软磁材料

在开关电源中，常用的软磁材料有铁氧体，铁粉芯，恒导合金，非晶态合金及硅钢片等。

4.6.1 对软磁材料的要求

由于软磁材料应用范围广，可根据不同的工作条件对软磁材料提出不同的要求，但有其共同的要求，概括为以下四点：

(1) 磁导率要高

磁感应强度 $B = \mu H$ 。因此在一定的磁场强度(H)下， B 值取决于材料的 μ 值， μ 值愈大，对要求一定磁通量($\phi \propto BS$)的磁器件，选用 μ 值高的材料，就可以降低外磁场的励磁电流值，从而降低磁元件的体积。

在弱磁场中工作的磁性材料，励磁电流很小，要使灵敏度高，应选用起始磁导率 μ_i 值高的材料。而在强磁场中工作的磁性材料，为了得到大的磁通，要求材料的 μ_{\max} 值要高。

(2) 要求具有很小的矫顽力 H_c 和狭窄的磁滞回线

材料的矫顽力越小，就表示磁化和退磁容易，磁滞回线狭窄，在交变磁场中磁滞损耗就越小。

(3) 电阻率 ρ 要高

在交变磁场中工作的磁芯具有涡流损耗，电阻率高，涡流损耗小。

(4) 具有较高的饱和磁感应强度 B_s

磁感应强度高，相同的磁通需要较小磁芯截面积，磁性元件体积小。在低频时，最大工作磁通密度受饱和磁通密度限制；但在高频时，主要是损耗限制了磁通密度的选取，饱和磁通密度大小并不重要。

4.6.2 合金磁材料

这类磁材料由基本磁性材料铁，镍，钴或加入其它元素构成的合金。除恒导合金外，这类材料一般具有极高的相对磁导率（60000），很高的饱和磁感应（0.6T~1.9T）和很窄的磁化曲线。特别是铁镍或铁镍钼合金，低频磁化曲线很接近理想矩形磁化曲线(图 4-14)，此类磁材料磁芯存储能量很少，最适宜作为变压器和磁放大器磁芯材料。合金磁材料的缺点是电阻率非常低。为了减少涡流效应，这类合金磁材料都是碾轧成带料。

由式(4-4)可知，集肤深度与材料的磁导率和电导率平方根成反比。在高频时，越是高磁导率的材料，集肤深度越小，要求带的厚度越薄。结果对制造工艺提出高要求，成本增加。另一方面，薄带卷绕构成磁芯时，同样是为了减少涡流，带与带之间必须电气绝缘。随着带的减薄，带的绝缘和带与带之间的间隙在组成磁芯时比例越来越大。有效磁芯截面积减少。通常将有效截面积与磁芯几何截面积之比称为叠片系数

$$k_c = \frac{A_e}{A} = \frac{nA_c}{A}$$

式中 A_e —有效磁芯面积；

A_c —每片带的截面积；

n —叠片数；

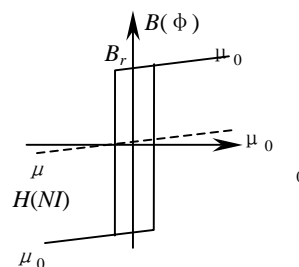


图 4-14 理想磁芯

A —由 n 片带组成的磁芯的几何面积。

磁芯的有效面积

$$A_e = k_c A \quad (4-19)$$

式中 k_c —叠片系数，又称为铁的填充系数。 k_c 与带料的厚度的关系如表 4-1。

表 4-1

材料带厚(mm)	0.35~0.20	0.1~0.08	0.05	0.025	0.01
k_c	0.95~0.9	0.9~0.85	0.8~0.7	0.75~0.65	0.65~0.5

表 4-1 数据不是绝对的， k_c 强烈依赖钢带的表面处理以及磁芯加工工艺。但不管怎样，如果带料的厚度太薄，例如小于 0.01mm，叠片系数仅 0.5~0.6，达到相同的磁通，截面积需增加一倍，失去高饱和和磁感应的优点，这是在高频应用时特别注意的。

但是，合金材料作为电感磁芯时，如果电感的纹波电流和相应的磁通密度摆幅 (ΔB) 比较小，由此引起的磁芯损耗可以接受时，开关电源中输出滤波电感有时应用带绕磁芯。新近低损耗非晶态合金常用于开关电源中，特别是用在磁放大器开关电源中，频率可达 100~200kHz，仍可使用较高的磁感应强度。但说到底还是在工作频率下磁芯损耗是否可以接受。

1 硅钢片

在低频场合，硅钢带是最广泛应用的磁芯材料。通常采用一定厚度定向碾轧晶粒取向的带料。此材料的特点是饱和磁通密度 B_s 高，价格低廉。磁芯损耗取决于带的厚度和硅的含量。硅含量越高，电阻率越大，则损耗越小。表 4-2 列出了符合部标准 YB901-78 的各种型号冷轧钢带的性能参数。国标 GB11255-89 硅钢薄带标准与部标相似。

型号 DQ 和 DG 中 D—电工钢；Q—按频率 50Hz 检验；G—按频率 400Hz 检验；后面的数字表

表 4-2 (a) 冷轧晶粒取向硅钢薄带性能参数

牌号	厚度 (mm)	磁感应强度 B (T)						铁损耗 P (W/kg)		矫顽力 H_c (A/m)
		不小于						不大于		
		$B_{0.4}$	$B_{0.8}$	B_2	B_4	B_{10}	B_{25}	$P_{1/400}$	$P_{1.5/400}$	
DG1	0.05	0.60	0.90	1.20	1.35	1.55	1.70	10.0	21.0	0.36
DG2	0.05	0.80	1.00	1.30	1.42	1.60	1.75	8.5	19.0	0.34
DG3	0.05	0.85	1.10	1.40	1.50	1.66	1.82	7.5	16.0	0.32
DG4	0.05	0.90	1.20	1.50	1.57	1.70	1.84	7.0	15.0	0.32
DG1	0.08 0.10	0.60	0.90	1.20	1.35	1.55	1.70	10.0	22.0	0.36
DG2	0.08 0.10	0.80	1.00	1.30	1.42	1.60	1.75	8.5	19.0	0.32
DG3	0.08 0.10	0.90	1.10	1.40	1.50	1.66	1.82	7.5	17.0	0.28
DG4	0.08 0.10	1.00	1.20	1.50	1.57	1.70	1.84	7.0	16.0	0.26
DG1	0.20	0.60	0.90	1.20	1.35	1.55	1.70	12.0	27.0	—
DG2	0.20	0.80	1.00	1.30	1.42	1.60	1.75	11.0	25.0	—
DG3	0.20	0.90	1.10	1.40	1.50	1.66	1.82	10.0	23.0	—
DG4	0.20	1.00	1.20	1.50	1.57	1.70	1.84	9.0	21.0	—

注：矫顽力 H_c 、电阻率 ρ 和厚度为 0.20mm 钢带的 $B_{0.4}$ 、 $B_{0.8}$ 、 B_2 为参考值，其余为保证值。

表 4-2(b) 冷轧硅钢带性能参数

牌号	厚度 (mm)	磁感应强度 $B(T)$ 不小于				铁损耗 $P(W/kg)$ 不大于		
		B_5	B_{10}	B_{25}	B_{50}	$P_{1/50}$	$P_{1.5/50}$	$P_{1.7/50}$
DQ1	0.35	1.50	1.57	1.70	1.80	0.90	2.00	2.90
DQ2	0.35	1.56	1.62	1.75	1.83	0.80	1.80	2.60
DQ3	0.35	1.64	1.67	1.80	1.86	0.70	1.60	2.30
DQ4	0.35	1.66	1.72	1.84	1.89	0.60	1.40	2.00
DQ5	0.35	1.68	1.74	1.87	1.91	0.54	1.25	1.83
DQ6	0.35	1.71	1.77	1.89	1.93	0.50	1.15	1.66

注： B_{10} 、 B_{25} 和 $P_{1.5/50}$ 为保证值，其余为参考值。

示含硅量的等级。表中磁感应强度 B 是对应一定磁场强度 H 下的数值，其下标即为 H （安匝/m）的数值。

因磁芯损耗与工作频率、使用的磁感应强度、材料的电阻率和片的厚度有关。表中的不同厚度单位重量材料损耗是在正弦波双向对称激励下得到的。一般用 25cm 艾卜斯坦方框测试损耗曲线。表中 P 的下标 B/f 表示： B —正弦波磁感应强度的幅值。即磁材料从 $-B$ 磁化到 $+B$ ，再反向磁化到 $-B$ 的幅值。 f —损耗测试频率。例如， $P_{1/400}$ 表示此单位损耗是在磁感应幅值为 1T，频率 400Hz 下测量的。例如 DG4，厚度为 0.2mm 的钢带， $P_{1/400}=9W/kg$ 。正弦波磁通幅值为 1T，400Hz 时，1kg 钢带损耗为 9W。磁感应 B 的下标表示该列磁感应值是在一定的磁场强度下测得的。例如 0.4 表示磁场强度为 0.4A/m。

典型的物理性能：饱和磁感应 $B_s=2.03T$ ($\mu=100$)，居里温度 $T_c=740^\circ C$ ，密度 $d=7.65g/cm^3$ ，电阻率 $\rho=47 \times 10^{-8} \Omega m$ ，饱和磁致伸缩系数 $\lambda_s=5 \times 10^{-6}$ 。

在开关电源或逆变电源中使用的硅钢片绕制的磁芯通常为 CD 型，EC 型和 O 型。标准尺寸见附录 7。

目前为了解决 C 型两半磁芯对接处的气隙和 O 型绕线困难问题，研制开发了所谓 R 型磁芯（图 4-14）。这种磁芯用晶粒取向的钢带制成，沿着晶粒取向方向剪裁钢带，通过计算机计算剪裁宽度，保证卷绕成的矩形窗口的磁芯截面为圆形，即钢带在长度方向的宽度是变化的，由窄逐渐增加到截面直径宽度，然后再由直径宽度减少到很窄的宽度。这种磁芯具有 O 型闭合磁路和充分利用材料晶粒取向的优点：高饱和磁感应强度，高有效磁导率，同时解决绕线工艺：线圈骨架采用两个可键合的半圆筒，对合在圆形的芯柱上，通过转动骨架绕制线圈。

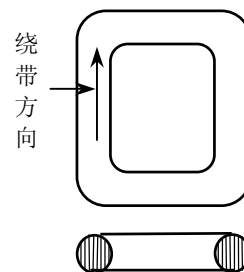


图 4-15 R 型磁芯

由于 R 型磁芯基本上没有气隙，把它用做变压器磁芯时，磁芯初始值有可能处于较大的 B_r ，合闸后磁芯可能进入饱和状态而使得合闸电流非常大，这是使用时应当注意的。

2 铁镍软磁合金

镍合金通常称为坡莫合金，或皮莫合金。具有极高的磁导率、极低的矫顽磁力和磁化曲线高矩形比的软磁材料。表 4-3 列出了几种常用的坡莫合金的磁性能。

虽然坡莫合金具有优良的磁特性，但是由于其电阻率比较低，而磁导率又特别高，很难在很高频率场合应用。同时价格比较昂贵，一般机械应力对磁性能影响显著，通常卷绕成环状，并装在非磁的保护壳内。早期通常用在磁放大器中。坡莫合金还在工作环境温度高，要求体积严格的军工产品中获得广泛应用。物理性能（IJ85）：密度 $d=8.75g/cm^3$ ，居里温度 $T_c=400^\circ C$ 。

表 4-3 部分坡莫合金磁性能

牌 号	供应 状态	厚度 (mm)	磁 性 能				
			μ_i	μ_m	H_c (Oe)	B_s (T)	B_r/B_s
IJ46	冷轧带	0.02~0.04	2000	18000	0.40	1.5	
		0.05~0.09	2300	22000	0.30	1.5	
		0.1~0.19	2800	25000	0.25	1.5	
IJ51	冷轧带	0.01		25000	0.30	1.5	0.90
		0.02~0.04		35000	0.25	1.5	0.90
		0.05~0.09		50000	0.20	1.5	0.90
		0.10		60000	0.18	1.5	0.90
IJ79	冷轧带	0.01	12000	70000	0.06	0.75	
		0.02~0.04	15000	90000	0.05	0.75	
		0.05~0.09	18000	110000	0.035	0.75	
		0.1	20000	150000	0.025	0.75	
IJ86	冷轧带	0.01	10000	80000	0.050	0.60	
		0.02~0.04	30000	110000	0.030	0.60	
		0.05~0.09	40000	150000	0.018	0.60	
		0.1~0.19	50000	180000	0.015	0.60	

3 非晶合金和微晶合金

非晶态金属与合金是 20 世纪 70 年代问世的一种新兴的材料。其制备技术完全不同于传统的晶态工艺方法，而采用冷却速度大约 10^6 °C/秒的超急凝固技术，从钢液到薄带成品一次成型。由于超急凝固，合金凝固时的原子来不及有序排列结晶，得到的固态合金是长程无序结构，没有晶态合金的晶粒、晶界存在，故称为非晶态合金。这种结构类似于玻璃，因此也称为金属玻璃。

表 4-4 各类快淬非晶态合金的国家标准 GB n 292-89

牌号	成分	特征	牌号	成分	特征
1k101	铁硅硼	软磁铁基	1k203	钴铁硅硼钼	钴基
1k102	铁硅硼碳		1k204	钴铁硅硼钼	
1k103	铁硅硼镍		1k205	钴铁硅硼钼	
1k104	铁硅硼镍钼		1k206	钴铁硅硼钼	
1k105	铁硅硼铬（其它元素）	钴基	1k501	镍铁铬硅硼	铁镍基
1k106	铁硅硼（低损耗）		1k502	镍铁铬硅硼	
1k201	钴铁硅硼钼		1k503	镍铁铬硅硼	
1k202	钴铁硅硼钼		1k601	钴镍铁硅硼	

注：1k200 系列成分仅比例不同。

表 4-5 铁基非晶态合金性能

牌 号	饱和磁 通密度 B_s (T)	矫 顽 力(H_c) A/m	最大相 对磁导 率 μ_m	单 位 损 耗 (W/kg)			居里温度 T_c (°C)	晶化温度 T_x (°C)
				$P_{1/60}$	$P_{1/400}$	$P_{0.4/10k}$		
1k101	1.55	6.4	120000	0.2	1.7	30	390	485
1k102J	1.60	6.4	150000	0.16	2.0	30	420	490
1k103	1.40	4.0	250000		1.5	35	435	450
1k104	1.30	5.0	100000			25	318	528
1k105	1.32	6.4	—		1.8		312	550
1k105J	1.32	3.2	—		1.4		310	550
1k106	1.58	8.0	200000		1.5	20	405	515

材料密度： $d=7.3g/cm^3$ 电阻率 $\rho=1.3 \times 10^{-4} \Omega m$

非晶合金分成铁基、铁镍基、钴基和超微晶合金四大类。分类如表 4-4。各自具有不同的特点，应用场合也不同。钴基非晶合金的磁导率极高，而矫顽磁力也极低。高频下磁芯损耗在前三类非晶中最低，适用于几十到几百千赫兹的工作频率。饱和磁致伸缩系数接近零，受到机械应力后磁化曲线几乎不发生变化。但饱和磁感应 $B_s(0.5 \sim 0.8T)$ 比较低，价格昂贵适用于双极性磁化的小功率变压器，

以及磁放大器磁芯和尖峰抑制磁珠。铁基非晶合金的 $B_s(1.4T\sim 1.8T)$ 高, 磁芯损耗比硅钢低得多(1/3~1/5), 价格比硅钢高, 适用于制造中频和工频变压器。特别是代替硅钢磁芯做配电变压器, 可大大节约能源。铁镍基非晶合金参数介于铁基和钴基非晶合金之间。中等的饱和磁感应 $B_s(0.7\sim 1.2T)$, 较低的磁芯损耗和很高的磁导率。经磁场退火后可得到很好的矩形磁滞回线。其应用基本上与中镍坡莫合金对应。可代替 IJ79。从低损耗和高机械强度来说, 又远比晶态合金优越。铁镍非晶合金是开发最早, 用量最大的非晶合金。主要用于漏电开关, 精密电流互感器磁芯和磁屏蔽等领域。典型的合金性能如表 4-5~4-8。

表 4-5 铁基非晶态合金性能

牌 号	饱和磁通密度 $B_s(T)$	矫 顽力(H_c) A/m	最大相对磁导率 μ_m	单 位 损 耗 (W/kg)			居里温度 $T_c(^{\circ}C)$	晶化温度 $T_x(^{\circ}C)$
				$P_{1/60}$	$P_{1/400}$	$P_{0.4/10k}$		
1k101	1.55	6.4	120000	0.2	1.7	30	390	485
1k102J	1.60	6.4	150000	0.16	2.0	30	420	490
1k103	1.40	4.0	250000		1.5	35	435	450
1k104	1.30	5.0	100000			25	318	528
1k105	1.32	6.4	—		1.8		312	550
1k105J	1.32	3.2	—		1.4		310	550
1k106	1.58	8.0	200000		1.5	20	405	515

材料密度: $d=7.3g/cm^3$ 电阻率 $\rho=1.3\times 10^{-4}\Omega m$

表 4-6 铁镍基非晶态合金性能

牌 号	饱和磁通密度 $B_s(T)$	矫 顽力(H_c) A/m	最大相对磁导率 μ_m	单 位 损 耗 (W/kg)		居里温度 $T_c(^{\circ}C)$	晶化温度 $T_x(^{\circ}C)$
				$P_{0.5/20k}$	$P_{0.3/100k}$		
1k201H	0.70	1.2		25		340	530
1k202J	0.68	1.2	400000	35		320	510
1k203	0.80	1.2		20		320	530
1k204	0.60	1.6	200000		110	300	540
1k205	0.60	1.2		20		260	480
1k206	0.53	1.6	150000			320	520

材料密度: $d=7.9g/cm^3$ 电阻率 $\rho=1.5\times 10^{-4}\Omega m$

表 4-7 钴基非晶态合金性能

牌 号	饱和磁通密度 $B_s(T)$	矫 顽力(H_c) A/m	最大相对磁导率 μ_m	单 位 损 耗 (W/kg)			居里温度 $T_c(^{\circ}C)$	晶化温度 $T_x(^{\circ}C)$
				$P_{1/400}$	$P_{1/5k}$	$P_{0.2/20k}$		
1k501	0.75	1.2	400000	1.5	65	15	243	410
1k50H	0.75	1.6	3000	35		15	258	421
1k502	0.90	1.2	400000	20			300	500
1k503	0.80	0.56	520000	热处理不氧化		110	热处理温度 $360^{\circ}C$	

材料密度: $d=7.9g/cm^3$ 电阻率 $\rho=1.9\times 10^{-4}\Omega m$ 磁致伸缩系数 $\lambda=0$

铁基微晶合金是首先制备非晶带料, 经过热处理后获得到晶粒直径 $10\sim 20nm$ 的微晶, 因此称为超微晶材料或纳米晶材料。该合金几乎综合了所有非晶合金的优异性能: 高的初始磁导率 (10^5)、高饱和磁通密度(1.2T), 低比损耗 ($P_{0.2/50k}=15W/kg$) 以及良好的温度稳定性。由于铁基超微晶合金

的损耗接近钴基非晶合金，又明显小于铁基非晶合金，而饱和磁感应强度 (B_s) 比钴基非晶合金要高得多，磁的温度稳定性与坡莫合金相当，但价格低廉，故在 20kHz 以上，数百 kHz 以下的应用场合，微晶合金是其它软磁材料最有力的竞争者。广泛应用于高频变压器、谐振电感和滤波电感磁芯。

上述非晶材料已研制出 O 型、CD 型磁芯、开有气隙和磁粉芯成品磁芯。材料生产厂也可按照用户要求制成标准或非标准磁芯。目前主要的问题是磁芯标准仍沿用硅钢带卷绕磁芯标准。应研究是否直接沿用硅钢磁芯标准，还是重新制定标准。有了标准就可配套线圈骨架和安装支架生产，才能广泛应用。还有最终产品的价格比较高也是不能广泛接受的原因之一。

表 4-8 超微晶软磁合金性能

材料成分	热处理方法	饱和磁感应 B_s (T)	B_r/B_s %	矫顽磁力 H_c (A/m)	最大相对磁导率 $\mu_m \times 10^4$	损耗 (W/kg)			居里温度 T_c (°C)	晶化温度 T_{cr} (°C)
						$P_{0.5/20k}$	$P_{0.5/50k}$	$P_{0.5/100k}$		
铁铌铜硅硼	快冷	1.35	60	1.3	30	≤ 25	≤ 15	≤ 50	845	788
	纵磁		85	0.8	60	≤ 40	≤ 35	≤ 120		
	横磁		7	1.6		≤ 20	≤ 10	≤ 40		
铁钼铜硅硼	快冷	1.25	55	1.5	20	≤ 45	≤ 20	≤ 60	840	770
	纵磁		85	1.0	50					
	横磁		7	3.0	3					

比重 $d=7.25g/cm^3$ 电阻率 $\rho=0.8 \times 10^{-4} \Omega$

4.6.2.4 宽恒导磁合金

这类材料的特点是在很宽的磁场强度范围内有恒定的磁导率，而且损耗小，适合作为高频电感磁芯。

恒导金属合金磁芯主要是铁镍合金。其静态磁化曲线如图 4-16 所示。材料具有高饱和磁感应和扁平的磁化曲线，所以作为电感磁芯可以不开气隙就能在较宽的磁场强度下获得稳定的磁导率。由于磁导率稳定，设计简便。闭合磁路对周围的电磁干扰小。电阻率高，磁芯损耗小。作为电感磁芯和反激变压器磁芯的理想材料。几种恒导合金的性能数据如表 4-9 所示。

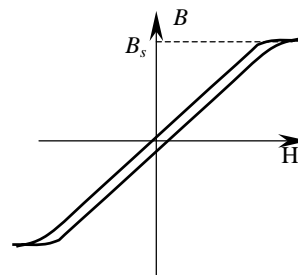


图 4-15 恒导磁合金磁化曲线

表 4-9 几种恒导合金性能参数

性能牌号	H 恒导范围 (Oe)	μ_e	磁导率恒定度* α %	饱和磁感应 B_s (T)	剩磁感应 B_r (T)
IJ67h	0~3	2000		1.25	0.15
IJ34h	0~10	1000	<15~20	1.5	0.1
IJ34kh	0~20	500	<20	1.6	0.1
IJ50h	0~100	100	<20	1.5	0.1

* $\alpha = \frac{\alpha_{e\max} - \alpha_{emin}}{\alpha_{e\max}}$ 表征条件变化时 μ_e 的恒定性。

应当特别说明，合金磁材料供应状态是各种标准厚度的带料，在碾轧过程中，晶粒排列在碾轧方向，提高磁性能，减少损耗，并形成容易磁化方向。但在使用带料制造成磁芯时，一般采用冲片或切带卷绕。在变换器磁芯中，大多数采用卷绕成环形，或切割成 C 型。通常带料在加工过程中经

受机械应力和变形，破坏了晶粒，对磁性能影响很大。为了消除机械应力，通常要采用相应的热处理恢复磁性能，同时在热处理后，还应当用保护盒保护磁芯不受机械力。

还应当指出，一般文献中所给的材料磁性能，特别是磁导率，往往相差很大，即使对同一合金，也是如此。这是因为最佳值，平均值和保证值有很大不同。此外性能与厚度，热处理工艺，样品形状，测量条件等因素有关，因此在利用这些数据时，特别当心。

4.6.3 磁粉芯

磁粉芯通常将磁性材料极细的粉末和作为粘结剂的复合物混合在一起，通过模压、固化一般形成环状的粉末金属磁芯。由于磁粉芯中存在大量非磁物质，相当于在磁芯中存在许多非磁分布气隙，在磁化时，这些分布气隙中要存储相当大的能量，因此可用这种磁芯作为电感和反激变压器磁芯。但是能量不存储在磁粉芯中高磁导率的金属合金磁材料部分。由式(4-15)可知，带气隙磁芯特性产生偏斜，即有效磁导率降低。可以通过改变颗粒尺寸、磁性材料与复合材料比例不同，获得不同的有效磁导率。按磁芯的磁导率制造和分类，磁芯有效磁导率范围从 15 到 550。

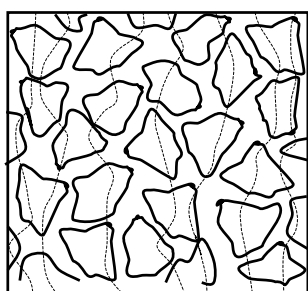


图 4-16 磁粒之间的易通路径

由于磁粉芯是磁粉和粘结物的复合物，首先这些细小的非磁气隙的分布磁阻引起磁通和磁通在整个磁芯中分布是不均匀的和无序的，而不是象无气隙理想化的环形合金磁芯内部的磁化—从环的内径向外径有规则地磁化边界移动。

其次，在低磁通密度时，磁通趋向集中于最容易通过的路径（低磁阻），磁粒相互间靠近的部分（图 4-17）。当磁通密度增加时，这些容易经过的路径区域首先饱和。这些首先饱和的磁粒部分的磁导率变成 μ_0 ，磁阻加大，相当于气隙加宽了，增量磁通增加移动到磁材料尚未饱和的路径。这个过程继续着，随着磁通的增加，增量气隙有效宽度增加。增量磁导率（或电感系数）进一步减少，可看到 $B-H$ 曲线不再象图 4-12 在磁芯达到饱和前有良好的线性，而是缓慢进入饱和（图 4-18）。

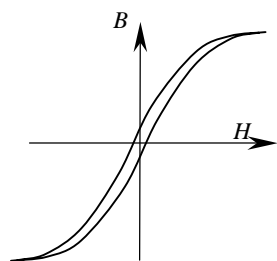


图 4-17 典型磁粉芯磁化曲线

在粉芯金属磁芯中，这种 μ_r 的非线性特性是不可避免的，除非限制磁通密度远小于 B_s 。在某些电感器中，希望电感随直流激励变化而变化，可以利用 μ_r 的非线性做成非线性电感。

磁粉芯根据含磁性材料粉末的不同有 4 类：铁粉芯，铁硅铝 (Kool mu)，高磁通密度（铁镍磁粉），坡莫合金磁粉芯 (MPP)。四种磁芯特点如下：

1. 铁粉芯

- a) 成分是极细的铁粉和有机材料粘合；
 - b) 磁导率在 10~75 之间；
 - c) 低成本；
 - d) 材料很软，甚至可用小刀在磁芯上切开缺口；
 - e) 磁芯损耗相当高。
2. Sendust 磁芯（铁硅铝）—市售名称 Arnold 称为 MSS, Magnetics Inc.称为 Kool mu
 - a) 合金组成成分为铝 6%，硅 9%和铁 85%；
 - b) 损耗较低；
 - c) 材质硬；
 - d) 磁导率为 26, 60, 75, 90 和 125。
 3. 高磁通密度—铁镍磁粉芯
 - a) 合金粉末由镍 50%和铁 50%组成；
 - b) 因为镍成本高，所以比铁粉芯和铁铝硅粉芯贵；

- c) 在所有磁粉芯中，磁通密度最高；
- d) 磁芯损耗高于铁铝硅，而低于铁粉芯；
- e) 磁导率从 14 到 200。

4. Mpp-钼皮莫合金—粉末

- a) 合金粉末成分为钼 2%，81% 镍和铁 17%。
- b) 所有磁粉芯中损耗最低。
- c) 饱和磁通密度最低。
- d) 因为镍含量高，价格昂贵。
- e) 温度稳定性最好。
- f) 磁导率由 14 到 550

在开关电源频率因铁粉芯损耗最大，铁粉磁芯很少应用，是磁粉芯中最差的。铁硅铝较好，皮莫合金最好，但价格最高。在滤波电感或连续模式反激变压器中（这里将电感能量存储在磁芯内的非磁区域），如果 ΔI 或磁通摆幅足够小，允许损耗低到可接受的情况下可以使用这些复合材料磁芯。铁镍和坡莫合金磁粉芯价格较高，一般用于军工或重要的储能元件。但应当注意到磁粉芯的磁导率随着磁芯的磁场强度变化较大，如果这种电感量变化对电源系统质量造成影响较大时，应当慎用。在电源中常用于 EMC 滤波电感。

4.6.4 软磁铁氧体材料

在开关电源中，应用得最多的材料是软磁铁氧体。主要有两类：锰锌铁氧体和镍锌铁氧体。

1. 铁氧体的组成和基本特性

铁氧体是深灰色或黑色陶瓷材料，质地既硬又脆，化学稳定性好。铁氧体成分一般是氧化铁和其它金属组成 MeFe_2O_3 。其中 Me 表示一种或几种 2 价过渡金属，如锰(Mn)，锌(Zn)，镍(Ni)，钴(Co)，铜(Cu)，铁(Fe)或镁(Mg)。

最普通的组合是锰和锌(MnZn)，或镍和锌(NiZn)。再加入其它金属，达到所希望的磁特性。例如 Philipps 的 MnZn 铁氧体 3C85 的成分含 Fe_2O_3 为 71%，含 MnO 为 20%，其余为 ZnO。又如 NiZn 铁氧体 4A11 的成分含 Fe_2O_3 为 50%，含 NiO 为 24%，其余为 ZnO。氧化铁。将这些金属的极细的粉末，加入适当的粘合剂经均匀混合、成型，再在高温(1000℃以上)烧结，形成各种形状的磁芯。如果不是环形和柱形，有时配合端面还需经过研磨。这些材料在居里温度(T_c)下，表现出良好的磁特性。它们能够很容易地被磁化，并具有很高的电阻率，因此可工作在很高的频率，而不必做成象硅钢片那样叠片。

镍锌(NiZn)铁氧体具有更高的电阻率，因此它适合工作在 1MHz 以上的场合；而锰锌(MnZn)铁氧体电阻率较低，通常工作在 1MHz 以下。但具有很高的磁导率(μ_i)和较高饱和磁感应(B_s)，对于某些特殊的应用，铁氧体可做成单晶。但通常主要做成多晶体陶瓷。

铁氧体磁芯根据不同的原料的配比，获得不同的性能：如电阻率，初始磁导率，饱和磁感应，居里温度，磁感应的温度特性，损耗的温度特性，剩磁特性等等。也就有各个公司的各种牌号的材料。由于材料中含有非磁黏合剂，铁氧体材料的初始磁导率比磁合金低得多，同时磁化曲线和磁粉芯一样，具有缓慢饱和特性。但这种逐渐饱和特性对于推挽型变换器的变压器倒是有利的，可减少磁偏的影响。材料性能参数，某些磁芯型号规格和中外材料型号对照见 10.3 节。

2. 铁氧体应用参数

铁氧体除了一般磁材料的参数外(参见 4.5 节)还有如下参数。

A. 有效磁芯尺寸($\Sigma(I/A), A_e, l_e, V_e$)

不同型号和结构的磁芯，磁路尽管是按照等截面原则设计的，但由于工艺和成本要求，一般磁芯磁路并不是等截面。为了简化计算，在手册中列出了一组有效尺寸。此尺寸是将不同规格型号的

非均匀截面磁芯，等效于一个等截面环形磁芯。等效环具有与非均匀截面相同的磁特性，等效环的几何参数就是非均匀截面磁芯的有效截面(A_e)，有效长度(l_e)和有效体积(V_e)。等效环形磁芯的磁阻为 $R_m=l_e/\mu_e A_e$ 。对于非均匀形状的磁芯磁阻：

$$R_m = \frac{1}{\mu} \cdot \sum \frac{l}{A} = \frac{l_e}{\mu_e A_e} \quad (4-20)$$

磁芯电感可以用磁阻来计算（尺寸毫米）

$$L = \frac{N^2}{R_m} = \frac{0.4\pi \times 10^{-9} \mu_e N^2 A_e}{l_e} \quad (\text{H}) \quad (4-21)$$

例 1 变压器初级线圈匝数为 N ，磁芯有效截面积 A_e ，有效长度 l_e ，输入电压为 $\sqrt{2} U \sin \omega t$ ，求磁芯中峰值磁感应和磁芯中平均磁场强度。

解：磁芯中峰值磁感应为

$$B_p = \frac{U\sqrt{2} \times 10^9}{\omega \cdot A_e \cdot N} = \frac{2.25U \times 10^9}{f \cdot A_e \cdot N} (\text{mT})$$

其中 A_e 是有效截面积(mm^2)； U 是电压(V)有效值； $f = \omega/2\pi$ —频率(Hz)； N 是匝数。

磁芯中磁场强度为：

$$H_p = \frac{IN\sqrt{2}}{l_e} (\text{A/m})$$

式中 I —激磁电流有效值（假设电流波形为正弦波）(A)。

如果磁芯截面积是不均匀的，通常磁芯有一个最小截面积 A_{\min} ，在此截面上磁芯的磁感应强度为最大。即此磁芯截面不饱和，整个磁芯就不饱和。高频时最小截面损耗最大。

B 电感系数(A_L)

为了使磁芯电感容易计算，在手册中给出电感系数 A_L ，它表示磁芯具有 1 匝（或规定整数匝，例如 1000 匝）线圈时的电感量。如果线圈为 N 匝，电感量为

$$L = N^2 A_L \quad (4-22)$$

当 A_L 为 1000 匝时电感量， N 匝线圈电感量为

$$L = N^2 A_L \times 10^{-6} \quad (4-23)$$

手册中厂家给出了某结构尺寸磁芯的电感系数 A_L 值，如果用作变压器，只要乘以初级的匝数平方(N^2)，就可近似得到初级激磁电感量。如果有气隙，可由磁芯系数和有效磁导率来计算电感系数

$$A_L = \frac{0.4\pi\mu_e}{\sum A/l} = \frac{0.4\pi\mu_e A_e}{l_e} (\text{nH}) \quad (4-24)$$

式中长度单位为毫米。

如果气隙 δ 相对磁芯截面尺寸很小时，由式(4-16)和(4-17)有效磁导率可写为

$$\mu_e = \frac{l_e}{\delta}$$

这时电感系数简化为

$$A_L = \mu_0 \frac{A}{\delta} (\text{nH}) \quad (4-25)$$

从式 (4-24)可知，对于一定的结构，已知有效尺寸和电感系数，就知道材料的有效磁导率 μ_e 。

2 材料性能

(1) 电阻率(ρ)

铁氧体是一种半导体。对于锰锌(MnZn)铁氧体微晶态的直流电阻率在 $10^{-3}\Omega\text{m}$ 数量级, 对于镍锌(NiZn)铁氧体微晶态大约为 $30\Omega\text{m}$ 。因为在晶体之间有一个隔离层, 体电阻率得到提高, 锰锌铁氧体 $0.1\sim 20\Omega\text{m}$, NiZn 铁氧体为 $10^4\sim 10^6\Omega\text{m}$ 。电阻率还与温度和测量频率有关。表 4-11 和 4-12 清楚地说明了不同材料的电阻率与温度的关系。

表 4-11 电阻率与温度的关系—3C80

温度(°C)	-20	0	20	50	100
电阻率(Ωm)	≈ 10	≈ 7	≈ 4	≈ 2	≈ 1

表 4-12 电阻率与温度的关系—4C6

温度(°C)	0	20	60	100
电阻率($\Omega\text{m} \times 10^5$)	≈ 500	≈ 100	≈ 10	≈ 1

在较高频率时, 晶体的边界为它们之间的电容所短路, 并因此阻抗减少, 电阻率与频率的关系如表 4-13 和 4-14 所示。

表 4-13 电阻率与频率关系—锰锌铁氧体

频率(MHz)	0.1	1	10	100
电阻率(Ωm)	≈ 2	≈ 0.5	≈ 0.1	≈ 0.01

表 4-14 电阻率与频率关系—镍锌铁氧体

频率(MHz)	0.1	1	10	100
电阻率(Ωm)	$\approx 10^5$	$\approx 5 \times 10^4$	$\approx 10^4$	$\approx 10^3$

(2) 磁化曲线

铁氧体的低频磁滞回线如图 4-19 所示。由于在铁氧体中存在粘结剂, 与磁粉芯类似的原因, 饱和过程是缓慢的。一般由厂家规定某一磁场强度例如 $H_s=1200\text{A/m}$ 所达到的磁感应强度时的磁通密度为磁芯材料的饱和磁感应 B_s 。

图 4-19 为磁化曲线与温度的关系。在 100°C 时, 饱和磁感应由常温 (25°C) 的 0.42T 下降到 0.34T 。因此, 在选择磁芯工作磁通密度时应考虑这一因素。

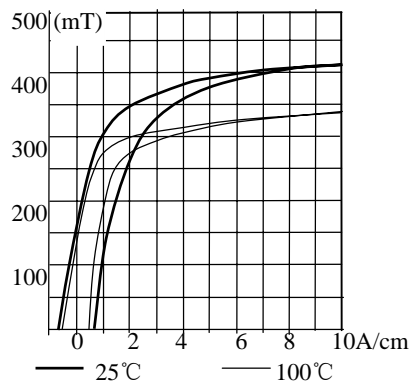


图 4-19 铁氧体低频磁滞回线

(3) 损耗

由式(4-6a)得到磁芯比损耗 p_t ($\text{mW}/\text{cm}^3 = \text{kW}/\text{m}^3$) 表示为

$$p_t = P_T / V = \eta f^\alpha B_m^\beta \quad (4-26)$$

对于大多数磁材料工作在 50kHz 以上时, 式(4-25)中的 α 大约为 $1.5\sim 1.7$, 而 $\beta = 2\sim 2.7$ 。适当增加工作频率, 同时相应减少磁感应摆幅使磁芯温升不超过允许值。表 4-15 给出不同公司损耗曲线拟合数据。

图 4-20 是在不同的磁感应摆幅和频率时, 比损耗与磁材料温度的关系; 图 4-20 是磁材料在 100°C 时, 不同工作频率下, 比损耗与磁感应摆幅的关系。

从图 4-20 可见, 比损耗随温度增加有一个最小值。对于功率铁氧体一般在 $80\sim 100^\circ\text{C}$ 左右之间达到谷点。在谷点温度以下, 磁材料温度增加, 损耗减少, 是一个负反馈过程。在谷点温度以上温度增加, 损耗增加, 是一个正反馈过程。因此一般功率磁芯温度控制在谷点温度以下比较合理。

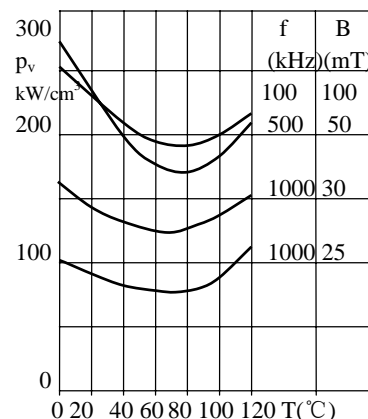


图 4-20 不同频率/磁感应时比损耗与温度的关系

磁芯生产厂通常提供比损耗与磁通摆幅、频率(变化量)关系损耗曲线, 曲线中损耗包含了磁滞, 涡流和剩余损耗。还应当指出的是图 4-20 和图 4-21 的损耗关系是磁材料在正弦波电源激励

表 4-15 不同磁芯材料 100°C 时损耗与频率、峰值磁通密度关系

频率	材料	磁芯损耗 mW/cm^3 , 不同峰值磁通密度 (mT)
----	----	--

(kHz)		160	140	120	100	80	60
	Ferroxcube 3C80	85	60	40	25	15	
	Ferroxcube 3C85	82	25	18	13	10	
	Ferroxcube 3F3	28	20	12	9	5	
	Magnetics R	20	12	7	5	3	
	Magnetics P	40	18	13	8	5	
	TDK H7C1	60	40	30	20	10	
	TDK H7C4	45	29	18	10		
	Siemens N27	50			24		
50	Ferroxcube 3C8	270	190	130	80	47	22
	Ferroxcube 3C85	80	65	40	30	18	9
	Ferroxcube 3F3	70	50	30	22	12	5
	Magnetics R	75	55	28	20	11	5
	Magnetics P	147	85	57	40	20	9
	TDK H7C1	160	90	60	45	25	20
	TDK H7C4	100	65	40	28	20	
	Siemens N27	144			96		
100	Ferroxcube 3C8	850	600	400	250	140	65
	Ferroxcube 3C85	260	160	100	80	48	30
	Ferroxcube 3F3	180	120	70	55	30	14
	Magnetics R	250	150	85	70	35	16
	Magnetics P	340	181	136	96	57	23
	TDK H7C1	500	300	200	140	75	35
	TDK H7C4	300	180	100	70	50	
	Siemens N27	480			200		
	Siemens N47				190		
200	Ferroxcube 3C8				700	400	190
	Ferroxcube 3C85	700	500	350	300	180	75
	Ferroxcube 3F3	600	360	250	180	85	40
	Magnetics R	650	450	280	200	100	45
	Magnetics P	850	567	340	227	136	68
	TDK H7C1	1400	900	500	400	200	100
	TDK H7C4	800	500	300	200	100	45
	Siemens N27	960			480		
	Siemens N47				480		
500	Ferroxcube 3C85				1800	950	500
	Ferroxcube 3F3		1800	1200	900	500	280
	Magnetics R		2200	1300	1100	700	400
	Magnetics P		4500	3200	1800	1100	570
	TDK H7F						100
	TDK H7C4		2800	1800	1200	980	320
1000	Ferroxcube 3C85						2000
	Ferroxcube 3F3				3500	2500	1200
	Magnetics R				5000	3000	1500
	Magnetics P						6200

下，双向对称磁化测试结果。该曲线是高频应用选择磁感应摆幅的依据。

从以上分析可见，对于使用者来说，磁芯总是工作在高温下，为了减少体积，磁元件设计时，总是按最高温升选取参数。因此，铁氧体高温性能才是设计者感兴趣的：磁化曲线的高温饱和磁感应，是电感或变压器工作磁感应最大限值；损耗的温度特性限制了磁芯最大工作温度；损耗与频率、磁感应摆幅的关系限制了高频下可选择的磁通密度摆幅。

铁氧体与其它软磁材料比较, 虽然饱和磁感应比较低 ($0.5T$), 而且温度影响大。但其电阻率高, 高频损耗小。在高频时, 由于损耗限制磁感应摆幅, 工作磁感应远小于饱和磁感应。因此饱和磁感应低的缺点显得不重要了。又因铁氧体材料已有多种材料和磁芯规格满足各种要求, 加之价格较其它材料低廉, 铁氧体是目前在开关电源中应用最为广泛的材料。从功率变压器磁芯, 滤波电感, 磁放大器, 电流互感器以及电磁兼容滤波电感, 都可以找到它的踪影。

4.7 软磁材料的选用原则

绝大多数的软磁材料是在交变磁场下工作的。在选用软磁材料时, 重要考虑的因素是工作磁通密度, 磁导率, 损耗大小, 工作环境及材料的价格等。钴基非晶和铁基微晶比铁氧体有更高的饱和磁感应和相对较高的损耗, 高的居里温度和温度稳定性, 但价格比较贵, 同时磁芯规格不完善, 特别适宜用大功率或耐受高温和冲击的军用场合。磁粉芯一般比铁氧体有更高的饱和磁感应, 用磁粉芯的电感比铁氧体磁芯的体积小, 但在 $100kHz$ 以上, 损耗大, 很少再用磁粉芯。铁氧体价格低廉, 材质和磁芯规格齐全, 高频性能好。但材质脆, 不耐冲击, 温度性能差。适用于 $10kW$ 以下, 最高频率达 $1MHz$ 以下的任何功率变换器。

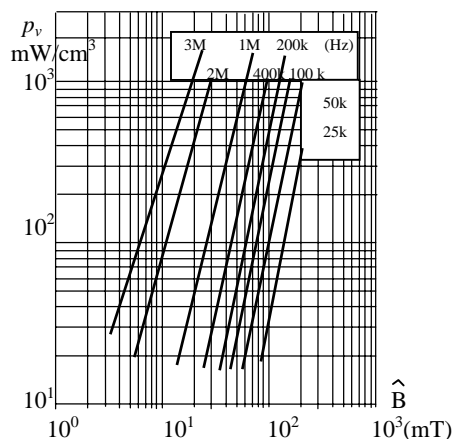


图 4-21 比损耗与峰值磁感应关系

本章要点:

- 磁性材料的磁化曲线是非线性的。并有磁滞特性。所谓软磁材料是指既容易磁化, 又容易去磁的磁材料。描述材料磁性能的主要指标的低频和直流参数是饱和磁通密度 B_s , 剩磁感应 B_r , 矫顽磁力 H_c 和磁导率 μ 。
- 磁材料磁化时, 送入磁场的单位体积能量正比于磁化曲线与纵坐标轴包围的面积。其中一部分能量成为磁滞损耗, 消耗在磁芯中; 而另外一部分可返回电路, 即可恢复的能量—磁场储能。每磁化材料一个周期, 消耗在磁材料中的损耗与磁滞回线包围的面积成正比。
- 在交变磁场中, 因磁材料电阻率不为零, 在材料的横截面上感应电势, 在材料中产生涡流。涡流一方面引起电阻损耗, 导致磁材料发热, 并引起激磁电流加大。另一方面, 减少了磁芯有效导磁面积。为了减少涡流影响, 将材料碾轧成带料。
- 磁芯损耗由磁滞损耗, 涡流损耗和剩余损耗组成。低频时, 磁芯损耗主要是磁滞损耗。高频时, 涡流和剩余损耗占主要部分。因此低频时材料的饱和磁感应是限制因素。高频时, 磁芯损耗是限制材料高频应用的主要因素, 工作磁感应远离饱和磁感应, 饱和磁感应的大小并不重要。
- 磁芯在不同工作状态时, 采用不同的相对磁导率。通常磁芯的磁导率是非线性的, 随交流幅值和直流工作点而变化。当高磁导率磁路中串联气隙时, 磁芯的磁性能的非线性被空气隙的线性掩盖了, 有效磁导率在很大范围内基本上是常数。
- 在开关电源中常用的磁性材料有 3 类: 合金带, 磁粉芯和铁氧体。磁粉芯和合金带中恒导合金只用于电感或反激变换器变压器磁芯, 由于不用开气隙, 散磁少, 电磁兼容性好。但绕线困难, 不适宜作大功率磁芯。合金带一般具有高的饱和磁感应 B_s , 低的电阻率, 损耗大。其中超微晶材料工作频率达 $200kHz$, 仍具有可接受损耗的较高工作磁通密度。并可作为大功率变压器。矩形回线非晶材料可作为磁放大器和尖峰抑制磁芯。而铁氧体是开关电源中应用最为广泛的材料, 价格低廉, 磁芯规格齐全, 最高工作频率可达 $1MHz$ 以上。
- 材料的可工作频率应当是允许单位损耗和允许工作磁通密度的综合指标。要说材料可工作的频率应当是在该频率下有较高的磁通密度, 而损耗是可接受的。

参考文献

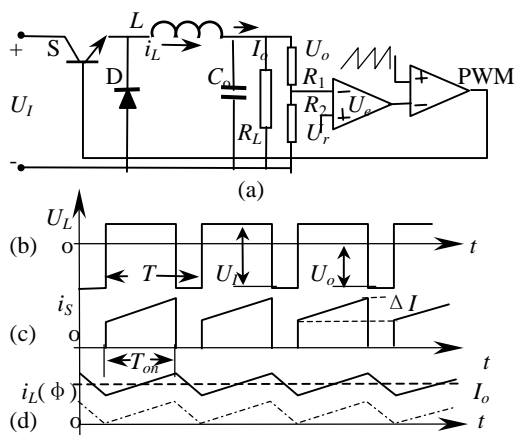
1. 《仪表电器材料》 邹香甫 王介淦 南京航空航天大学 1996
2. 《Philips Magnetic Components》 1996 (Mannul)
3. 《Magnetic Powder Cores-Powder Core Division 》 The Arnold Engineering Company
4. 《Soft Ferrite Hand Book 》 Core Gain Developments LTD.
5. 《TDK Ferrite Cores》 (Mannul)
6. 《Ferrites and Accessories》 S+M Siemens Matsushita Components Data Book 1997
7. 非晶态合金制品 北京冶金研究所
8. 产品介绍 上海钢铁研究所
9. 《Amorphous Magnetic Parts》 Toshiba 1997
10. 《电力电子技术》 丁道宏 航空工业出版社 1999
11. 《Unitrode Magnetics Design Handbook 》 —Magnetics Design for Switching Power Supplies Lloyd H. Dixon
12. 《铁氧体磁心》 1998 康达电子器材厂
13. 《Permanent Magnets and Their Application》 Rollin J. Parker, Robert J. Studders . John Wiley and Sons,Inc. 1962
14. “非晶合金软磁材料及其应用” 王红霞 开关电源资料汇编 B 卷:《开关电源磁芯部件设计文选》
15. 《电子变压器手册》 辽宁科技出版社 1999 年

第五章 变换器中磁芯的工作要求

在功率变换中，应用了多种磁性元件：如脉冲、功率变压器，交、直流滤波电感，交、直流互感器，EMC 滤波电感以及谐振和缓冲吸收电感等。但就磁芯工作状态主要分为四种，其代表性功率电路—Buck 变换器滤波电感、正激、推挽变压器和磁放大器中磁元件磁芯分别属于这四种工作状态。

5.1 I 类工作状态—Buck 变换器滤波电感磁芯

图 5-1(a)所示为输出与输入共地的 Buck 变换器的基本电路。输出由 R_1 和 R_2 取样，与基准 U_r 比较、误差放大，然后与三角波比较，输出 PWM 信号，去控制功率开关 S 的导通时间。假设电路进入稳态， U_o 为常数， L 为线性电感。开关 S 闭合时，输入电压 U_i 与输出电压 U_o 之差加到电感 L 上(图 5-1(b))，续流二极管 D 截止，电感中电流线性增长(图(d))，直至开关打开前，电感存储能量。当开关打开时，电感中电流趋向减少，电感产生一个反向感应电势，试图维持原电流流通方向，迫使二极管 D 导通，将电感中的能量传输到输出电容和负载，电感放出能量，电感电流线性下降。电感电流增加量 ($\Delta I=(U_i-U_o)T_{on}/L$) 应当等于减少量 ($U_o T_{of}/L$)，由此得到 $U_o=T_{on}U_i/T=DU_i$ 。通过改变功率开关的占空度 D ，就可以控制每个周期导通期间存储在电感中的能量，从而控制了变换器的输出电压。



5-1 基本 Buck 变换器及其波形图

图 5-1(d)中，电感电流在整个周期内流通（可以过零或反向），电感这种状态称为电流连续状态。电感电流的平均值，即纹波的中心值等于输出电流 I_o 。当输出电流下降时，电感电流的变化率没有改变，斜坡的中心值在下降。当输出电流达到变化量的一半时，斜坡的起始端达到零(图 5-1(d)中虚线三角波)。这种工作状态称为电感电流临界连续。

如果再继续减少负载电流，即增大负载电阻，输出电压将要增加。负反馈电路使得功率开关导通时间减少，以保持输出电压稳定。虽然电流变化率不变，电流变化量减少。因此，在下一个导通时间到来之前电感电流已下降到零。电感电流开始断续(图 5-2)。此时，为了保持输出电压稳定，占空度随负载电流变化很大。

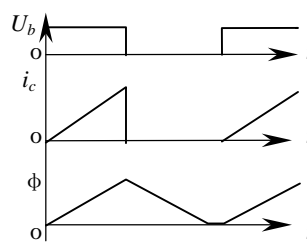


图 5-2 电感电流断续波形

在电感电流断续前，一直保持 $U_o=DU_i(D=T_{on}/T$ —占空度)。由于功率开关导通压降和线圈电阻压降随输出电流减少，导通时间轻微地改变。进入断续以后， $U_o=DU_i$ 不再成立。

电感电流断续似乎不是缺点：功率开关在零电流条件下开通，而二极管在零电流下关断。与电感电流连续比较，处理同样的功率，需要电感量较小。电感小，体积小，并有较好的动态性能。然而，整个负载范围内电感电流断续，导通时间存储在电感中的能量根据式(2-4)有

$$W_m = \frac{1}{2} LI_p^2 \tag{5-1}$$

式中 I_p —峰值电流。在截止时间内将导通时存储在电感中的能量全部传输到负载。存储在磁芯线圈

中的能量与线圈电感量和电流的平方成正比。在一定的工作频率下，当输出功率一定时，峰值电流很大。磁芯中磁感应变化同样很大。

如果与电流连续时输出电流相同，功率开关和二极管的峰值电流几乎成倍增加，导通损耗增加；同时功率开关关断损耗大大增加。电流的脉动分量加大，在下一章将看到，磁芯和线圈以及输出滤波电容的损耗将显著增加。因此，在整个负载范围内电流断续仅用于小功率。

电感电流连续波形如图 5-1(d)所示。电感电流是一个脉动分量叠加一个很大的直流分量上。对应磁芯中一个交变磁通分量叠加在一个直流偏磁上。磁芯工作状态如图 5-3 所示。磁芯工作在很大直流偏置的局部磁化曲线上。

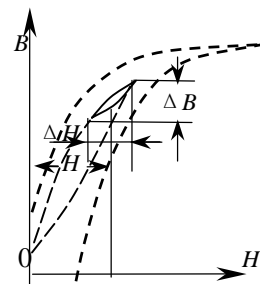


图 5-3 反激式磁芯工作状态

如果电感 $L=N^2 \mu_0 \mu_e A_e/l_e$ 为线性电感，即磁芯有效磁导率 μ_e 为常数。因此磁感应 ΔB 为

$$\Delta B = \frac{L \Delta I}{N A_e} \tag{5-2}$$

式中 ΔI —电感电流变化量；

N —电感线圈匝数；

A_e —磁芯有效截面积。

对于直流分量

$$B = \frac{\mu_0 \mu_e N I}{l_e} = \frac{L I}{N A_e} \tag{5-3}$$

可见，磁感应（磁通）变化波形与电流变化波形一样。即

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{\Delta B}{B} = 2k \tag{5-4}$$

如果保证在整个负载范围电感电流连续，这样电感体积太大；权衡体积、损耗，功率器件等因素，一般允许在电感电流下降到 10% 额定输出电流 ($k=0.1$) 时进入断续状态。即最小连续负载电流为

$$I_{o \min} = \frac{\Delta I}{2} = \frac{(U_i - U_o) T_{on}}{2L} = 0.1 I_o \tag{5-5}$$

考虑到 $D=T_{on}/T$ 和 $U_o=DU_i$ ，由式(5-1)得到需要的电感量为

$$L = \frac{(U_i - U_o) T_{on}}{0.2 I_o} = \frac{5(U_i - U_o) U_o T}{U_i I_o} \tag{5-6}$$

要使得磁芯在整个负载范围内不饱和，在最大输出电流 ($I_o + \Delta I/2$) = $(1+k)I_o = 1.1I_o$ 时，磁芯应不饱和，即 $(1+k)B < B_s$ 。磁芯应当采用气隙铁氧体或磁粉芯。在开关频率较低时也可采用高饱和和磁通密度的高硅薄带磁芯，为减少交流损耗，取更小的 k 值。

这类磁芯工作状态称为 **I 类工作状态**，也称为**直流滤波电感工作状态**。属于这类工作状态的电感还有 Boost 电感、Boost/Buck 电感、正激、非对称半桥以及所有推挽拓扑—推挽、半桥和全桥变换器输出滤波电感磁芯，以及单端反激变换器的电感—变压器磁芯。

单端反激变压器 (图 5-4) 与滤波电感的差别在于电感既作为储能电感，又作为能量传输变压器。当开关 S 导通时，次级二极管因反偏而截止，变压器初级作为电感运行。当 S 关断时，次级感应电势反极性迫使二极管导通，存储在磁芯中的磁场能量释放到输出电容和负载，此时电感作为变压器运行，本质上仍是电感。在单端反激电路中，为保证磁芯中磁通不能突变，在开关转换时，有

$$i_1 N_1 = i_2 N_2 \quad (5-7)$$

式中 N_1 和 N_2 分别为初级和次级匝数；

i_1 为初级初始或终值电流；

i_2 为次级终值或初始电流。即如果 i_1 是初值电流，则 i_2 是终值电流，反之亦然。电感电流连续，在这里实际上是安匝(磁势)连续。反激变压器和滤波电感磁芯工作状态是一致的，相关波形如图 5-4(b)所示。

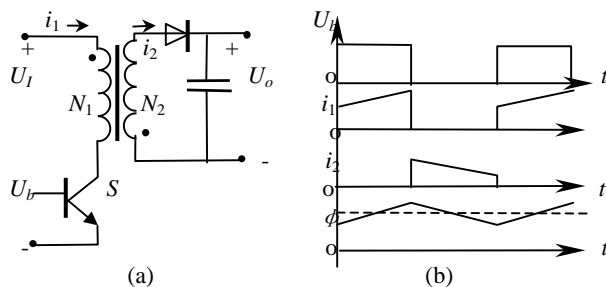


图 5-4 单端反激变换器磁芯工作波形

I 类磁芯工作状态的特点：

1. 工作在电流连续状态下，直流偏磁大，交流分量小，工作于局部磁化曲线上，磁芯的磁导率是局部(增量)磁导率。由于只包围局部磁滞回线面积小，磁滞和涡流损耗都小。可根据 $\Delta B/2$ 和工作频率在相应材料的比损耗曲线(相似于图 4-20 或相应损耗拟合公式)上求得磁芯损耗值。由于 ΔB 很低，磁芯损耗小，在工作频率与双向磁化相同情况下，可采用较低频率的材料。例如在 50kHz 以下，可用合金带料(如薄带硅钢片)或磁粉芯作磁芯。峰值磁通密度受饱和磁通密度限制，因此选择尽可能高的饱和磁通密度材料，有利于减少这类磁芯的体积。
2. 由于含有较大的直流分量，因此在磁芯中产生很大的磁场强度 H ，为了不使磁芯饱和，磁芯的磁导率不应当太高，即采用宽恒磁导率材料。如果采用高磁导率的磁芯，通过在磁路中添加气隙减少磁导率，这时的磁导率为有效磁导率 μ_e ，并可通过气隙的大小改变有效磁导率。
3. 如果磁芯完全工作在电感电流断续状态时，可以将磁芯看成一个交流分量叠加在等于 $D/2$ 脉冲幅度的直流分量上。损耗和正激变换器相似。低频时磁芯饱和磁通密度限制了磁通密度取值，高频时磁通密度取值受损耗限制，但与后面提到的双向磁化相比，脉动磁通幅度 B_m 相同时损耗仅为双向磁化损耗的 30%~40%。
4. 对于图 5-1 滤波电路，电感电流连续时需要的电感量

$$L = \frac{U_i T_{of}}{2I_{omin}}$$

式中 U_i -电感输入端电压；

T_{of} -功率开关截止时间；

$I_{omin} = \Delta I/2$ -电感最小连续电流。

5.2 II 类工作状态—正激变换器变压器

图 5-5(a)所示电路为单端正激变换器。晶体管与变压器的初级 N_1 串联。次级 D_1 、 D_2 、 L 和 C 组成输出整流滤波，相当于一个 Buck 变换器。当晶体管导通时，输入电压加在变压器的初级 N_1 ，

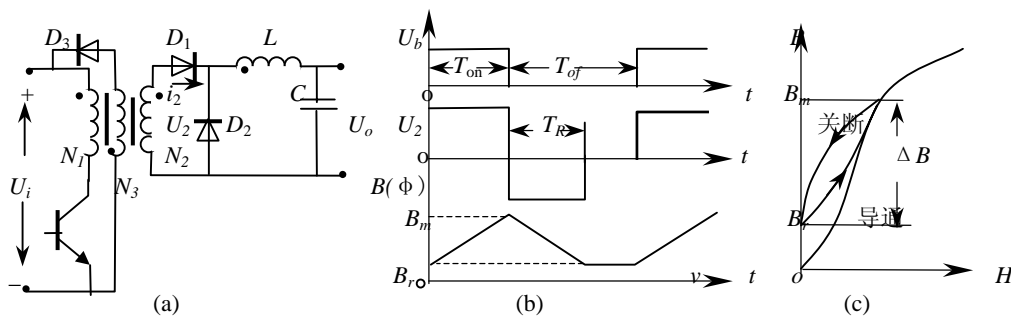


图 5-5 单端正激变换器

次级 N_2 感应电压迫使二极管 D_1 导通, 变压器与一般变压器一样, 如不考虑晶体管导通压降和线圈电阻, 有

$$U_i = N_1 A \frac{dB}{dt}$$

在导通期间磁芯磁感应摆幅

$$\Delta B = \frac{U_i T_{on}}{AN_1} \quad (5-8)$$

式中 T_{on} —开关管导通时间(S);

N_1 —初级线圈匝数;

A —磁芯截面积 (m^2)。

如忽略次级二极管电压降, 当开关导通时间结束时, 次级峰值电流

$$i_2 = I_o + \frac{U_2 - U_o}{2L} T_{on} \quad (5-9)$$

能量通过变压器传输到负载。次级电流对磁芯起去磁作用, 初级电流仅有很小部分用来磁化磁芯。根据变压器原理, 次级在初级的反射电流为

$$i_2' = \frac{N_2 i_2}{N_1} \quad (5-10)$$

如果激磁电感 L_m 为常数, 激磁电流线性增长, 并等于初级电流与反射电流之差:

$$i_m = \frac{U_i}{L_m} t = i_1 - i_2' = i_1 - \frac{i_2 N_2}{N_1} \quad (5-11)$$

磁化电流在导通时间结束时达到最大; 当晶体管关断时, 次级感应电势反向, 二极管 D_1 截止, 次级电流为零, 导通期间存储在磁场中的激磁能量 ($Li_m^2/2$) 在晶体管关断时, 应当有通路释放, 否则在变压器线圈感应很高 ($L_m i_m / t_f$, t_f —下降时间) 的电压, 使半导体器件在断开瞬间击穿。如果将线圈短路, 磁芯磁通不变, 磁场能量保持不变, 则磁芯不能复位, 在晶体管再次导通时将使磁芯饱和。为了解决磁芯复位或磁场能量释放问题, 使磁芯回到初始磁化状态, 有许多方法。应用最为广泛的是在电路中增加了第三个线圈 N_3 和二极管 D_3 , 当晶体管导通时, D_3 反偏截止, 电路断开; 晶体管关断时, D_3 正偏导通, 将磁化能量返回电源, 使磁芯复位。复位时间

$$T_R \geq \frac{U_i T_{on}}{E_3} \approx \frac{N_3 T_{on}}{N_1} \quad (5-12)$$

式中 E_3 —复位时 N_3 上感应电势。为了保证储藏在磁芯中的能量完全返回电源, N_3 应当和 N_1 紧耦合, 否则初级漏感会引起关断电压尖峰。电路和磁芯的相关波形如图 5-5 (b) 所示。

从电路工作原理可知, 这类磁芯工作状态与滤波电感磁芯相似, 都是单向磁化。不同之处在于当晶体管导通时, 正激变压器磁芯从零磁场强度单方向磁化到磁感应最大值; 当晶体管截止时, 磁芯恢复到零磁场强度对应的磁感应值。如果不能回到导通时的磁芯初始磁化值, 磁芯将逐渐磁化到 $\pm B_s$ 。磁芯工作磁化曲线如图 5-5(c) 所示。这类磁芯工作状态称为 II 类工作状态或正激工作状态。属于这类工作磁芯状态的除了正激变换器的功率变压器外, 还有脉冲驱动变压器, 直流脉冲电流互感器等。

从图 5-5(c) 可见, 要使磁芯不饱和, 磁芯中磁通密度最大变化量为

$$\Delta B < B_s - B_r$$

式中 B_s 和 B_r 分别是饱和磁感应强度和剩磁感应。对于铁氧体材料, 100°C 时饱和磁化曲线约为 0.3T, 剩磁感应约为 0.1T, 磁芯中最大允许磁感应摆幅为两者之差 0.2T。这样变压器需要更多的匝数, 铜损耗增加。如果在磁芯磁路中加一个很小的气隙, 由图 4-12(b) 可见, 有效磁导率下降了, 同时 B_r 也大大减少。通常只要增加 0.05~0.1mm 气隙, 剩磁感应下降到 0.02T。这样 ΔB 可取到大于 0.2T,

大大减少了线圈匝数。

当磁芯带有气隙时，由式(4-14)得到

$$\mu_e = \frac{\mu_r}{1 + \frac{\mu_r \delta}{l_e}} = \frac{l_e}{\frac{l_e}{\mu_r} + \delta}$$

没有气隙时的磁化电感为

$$L_1 = N_1^2 A_L = N_1^2 \frac{\mu_0 \mu_r A_e}{l_e}$$

有气隙时

$$L_\delta = N_1^2 \frac{\mu_e \mu_0 A_e}{l_e} = N_1^2 \frac{\mu_0 A_e}{l_e} \cdot \frac{l_e}{\frac{l_e}{\mu_r} + \delta} = L_1 \cdot \frac{l_e / \mu_r}{\delta + l_e / \mu_r} \approx \frac{L_1 l_e}{\delta} \quad (5-13)$$

式中 δ —气隙长度；

l_e —磁芯磁路有效长度；

A_e —磁芯有效截面积；

A_L —电感系数。如果 μ_r 很大，激磁电感由气隙决定。

磁芯损耗正比于磁滞回线面积。从图 5-5(c)还可以看到，正激磁芯工作在局部磁化曲线上，局部磁滞回线包围的面积远小于主磁滞回线。正激变压器磁芯磁感应摆幅是对称磁化摆幅的一半。因此正激磁芯损耗是双向磁化损耗的 25%。如 TDK 磁芯，100kHz 是 34%，60kHz 时是 35%，20kHz 是 39% 等等。如果保守一些，与双向磁化时损耗一样，磁感应摆幅通常增加一倍。

II 类工作状态的特点是：

- (1) 磁芯工作在磁化曲线的第一象限—单向磁化。磁芯工作状态相似于反激磁芯电流断续状态。磁芯工作在饱和磁感应 B_s 和剩磁感应 B_r 之间， $\Delta B = B_m - B_r$ 。应当注意，这里的 B_r 不是饱和磁化曲线时的 B_r 。
- (2) 磁化电流从零开始，不参与能量传输，并在晶体管截止时，还要将其返回电源。如果此电流大，由此引起的线圈铜损和晶体管损耗就大。激磁电流也是寄生参数。因此，应当尽可能采用剩磁感应小，而高磁导率的材料，减少磁化电流。磁芯的最大磁通密度受饱和磁感应（ $\Delta B_m = B_s - B_r$ ）限制。但在功率变换器中，为减少变压器的体积，在损耗允许的情况下尽量选择较高的磁通密度。变压器磁芯常留有一个很小气隙，使得 B_r 大大降低，以增大磁感应摆幅。尽管激磁电流有所增加，但提高了 ΔB_m ，减少磁芯体积。总之，这类磁芯应选择高有效磁导率 μ_e ，高 B_s ，低 B_r 材料。
- (3) 由于磁芯工作于单向磁化，损耗与反激电流断续情况相似，与双向磁化工作频率、脉动磁通幅度 B_m 相同时损耗仅为双向磁化损耗的 30%~40%。手册中损耗曲线所标注的 B 是正弦双向激励下的峰值磁感应。因此在损耗相同时，在不饱和的条件下，II 类磁芯可选取比损耗曲线标注的 B 至少高一倍的磁感应强度。即 $2 B_m$ 。

5.3 III 类工作状态—推挽型变换器中变压器

在正激变换器中，初级只有一个激励线圈，直流输入时，磁芯只能在一个象限工作。为了将导通期间存储在磁芯中释放或复位，增加了第三个线圈。如果将复位的二极管换成晶体管 S_2 ，它的控制信号与 S_1 反相(交错)，当 S_2 导通时，将磁芯从 $+B_m$ 向 $-B_m$ 磁化；当 S_2 截止， S_1 导通，磁芯从 $-B_m$ 向 $+B_m$ 磁化，磁芯双向交变磁化，这就是 III 类磁芯工作状态。属于 III 类工作状态的有推挽变换器、半桥变换器、全桥变换器、交流滤波电感等。尽管这些变换器中变压器磁芯工作在双向磁化状态，因电路拓扑的不同，其变压器磁芯工作状态与电路输出是交流还是直流，以及输出及输入电路组态

有关。现在分别予以讨论。

5.3.1 输出交流时逆变器中的变压器

交流输出时，功率器件的控制信号可能是准矩形波，也可能是 PWM 调制波，尽管两者都是双向磁化，但两者工作状态是不同的。

A. 准矩形波激励

图 5-6 (a)所示是一个典型的交流输出推挽变换器。图(b)是相关波形。在 $t=0$ 时，驱动 S_1 导通， S_2 截止。输入电压加在 $N_{11}=N_1$ 上，次级感应电势幅值为

$$e_2 = \frac{N_2}{N_1} U_i \quad (5-14)$$

如果次级负载是纯电感性 L ，次级反射电流及磁化电流

$$i_1 = \left(\frac{1}{L_m} + \frac{N_2^2}{N_1^2 L} \right) U_i t \quad (5-15)$$

式中 L_m —激磁电感，假设为线性；

L —负载电感。

初级电流在导通末了($t=T_{on}$)达到最大。当 S_1 关断时，和正激变换器一样，此电流必须有泄放回路，否则将损坏开关器件。通常在每个开关上反向并联一个二极管，为感性电流(或空载磁化电流)提供通路，将能量返回电源。 S_1 关断， D_2 导通，在次级感应一个反相电压。如忽略二极管的导通压降，反向电压与正向电压幅值相同(图 5-6(b))。磁芯的工作状态相似于正激变换器。不同在于每次开关，都是从上一轮的剩磁感应 B_r 磁化到反向最大值 B_m ，关断时回到相反的剩磁感应(图 5-6(c))。因此，在导通期间，磁芯中磁通密度变化

$$B_m + B_r = \frac{U_i T_{on} / 2}{AN_1} \quad (5-16)$$

关断时，磁芯中磁通密度变化为

$$-B_r - B_m = \frac{U_i T_r}{AN_1} \quad (5-17)$$

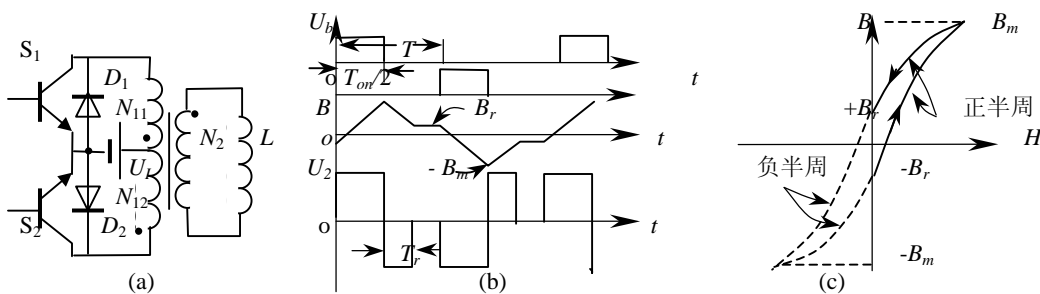


图 5-6 交流输出准矩形波控制的推挽变换器

磁芯反向恢复时间

$$T_r = \frac{T_{on}}{2} - \frac{2B_r AN_1}{U_i} \quad (5-18)$$

式中 A —磁芯截面积。

由上式可见，当剩磁感应 $B_r=0$ 时， $T_r=T_{on}/2$ ，输出电压在半个周期内有两个相同宽度的脉冲。如果脉冲宽度大于 $\pi/2$ ，则无法通过改变脉冲宽度调节输出电压。在有阻性负载的情况下，磁化能量消耗在负载上，恢复电压由负载决定。如果磁滞回线为矩形， $B_r=B_m$ ，恢复时间为零，输出为良好的矩

形波。在推挽、半桥电路中都存在以上情况。全桥两个桥臂反相的 PWM 驱动，也是这种情况。

B. 双极性 SPWM 调制时变压器

由于磁芯不可能为高矩形度材料，在脉冲关断时（图 5-6），由于激磁磁场能量释放，总要产生一个负脉冲，破坏了单极性 SPWM 调制。尤其工作状态在轻载或电感负载时总是出现 SPWM 波形畸变。如要求输出正弦波调制，推挽变换器一般采用双极性调制。

图 5-7 (a) 所示为逆变器半周期初级激励波形，在每次导通 (+) 或关断时 (-) 磁通变化率为

$$\frac{dB}{dt} = \pm \frac{2U_i}{N_1 A} \quad (5-19)$$

在正半周期结束时，磁芯磁感应达到 $+B_m$ ，负半周期结束达到 $-B_m$ ，图 5-7(b) 示出了磁芯半周期磁感应变化波形。磁感应包络为正弦波。从波形(图 5-7(b)) 可以看到，磁感应 B 叠加脉动分量对磁滞损耗影响不大。但是从式 (5-19) 看到，由于 U_i 是比正弦波峰值大的固定值，涡流损耗比正弦波激励大得多，变压器应当采用比相同频率正弦波更薄的、电阻率更大的硅钢片。

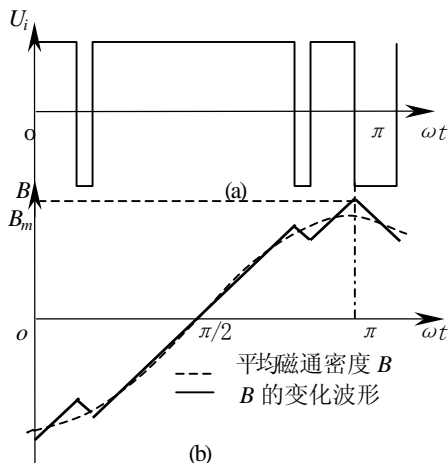


图 5-7 双极性调制时磁芯 B 变化

C. 单极性 SPWM 调制的输出变压器

在图 5-8(a)所示的桥式变换器中，每个开关反向都并联一个二极管，为感性电流提供通路。 S_1 和 S_3 以输出电压的基波频率开关，而 S_4 和 S_2 以 SPWM 互补控制，就可输出单极性 SPWM 波形。

在初始状态，即 $t \leq 0$ 时，假定 S_3 导通， S_1 截止， S_4 导通， S_2 截止。变压器初级激磁电流最大，电流方向如图中回路 I 所示，经 S_3-D_4 —变压器初级，形成闭合回路。设器件为理想元件，初级电压为零，成短路状态，磁芯磁通密度保持在最大值 ($-B_m$) 不变。在 $0 \sim t_1$ 期间， S_1 导通， S_3 截止，同时 S_2 导通， S_4 截止，变压器初级转为由 S_1-D_2 闭合短路（图 5-8(a)中回路 II），磁芯磁通仍保持 $-B_m$ 不变。在 $t_1 \sim t_2$ 期间（图 5-8(b)）， S_2 截止， S_4 导通，电源 U_i 经 S_1 、 S_4 加在变压器初级，因设开关是理想开关，在变压器初级的感应电势为

$$U_1 = N_1 A \frac{dB}{dt} = U_i \quad (5-20)$$

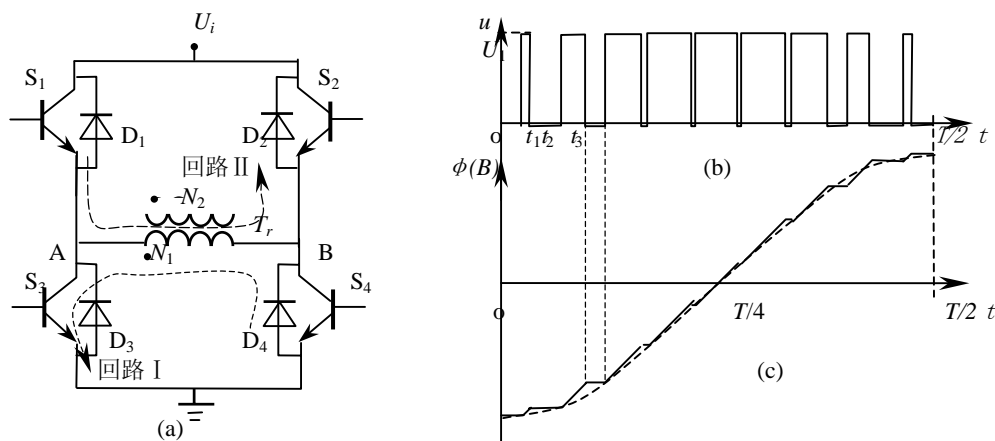


图 5-8 单极性调制磁芯 B 变化

磁芯中磁感变化率为

$$\frac{dB}{dt} = \frac{U_i}{N_1 A} \quad (5-21)$$

在此期间 B 线性正向增长, 直到 $t=t_2$ 。次级输出电压为

$$U_2 = \frac{N_2}{N_1} U_1 \quad (5-22)$$

在 $T/2$ 周期前, S_1 一直维持导通 (S_3 截止), S_2, S_4 交替导通与截止。在 $T/4$ 周期前, 磁化电流方向不变, 环流经 S_2 和 D_1 短路 (回路 II), 保持磁芯磁通不变; 而大于 $T/4$ 周期时, 经 D_3 和 S_4 闭合。在变压器次级 N_2 得到 SPWM 输出(图 5-8(b))。而磁芯磁通密度在 $T/2$ 时达到最大值 $+B_m$ 。从磁通波形可以看到, 这种工作状态磁芯磁通密度比双极性调制脉动小, 包络线仍然是正弦波。比较式(5-21)与式(5-19), 相同的直流输入电压, 单极性调制比双极性调制变压器磁芯的涡流损耗小得多, 但仍比正弦波激励的损耗大。

D. 不对称电压激励时磁芯工作状态

一个隔离的驱动功率放大电路如图 5-9(a)所示。与正激驱动电路不同, 通常用一个耦合电容 C 给磁芯复位。起着隔直流通交流的作用。设电路元器件是理想, 即无压降和损耗。稳态时, 因电容量很大, 在开关周期内, 电容电压基本不变, 可以看作一个电压源, 其数值等于脉冲信号的平均电压, 即等于 $U_c=U_i T_{on}/T$ 。当 U_b 高电平, S_1 导通, S_2 截止, 加在变压器初级的电压为

$$U_{1+} = U_i - U_c = (1-D)U_i = N_1 \frac{\Delta\phi_{on}}{T_{on}} \quad (5-23)$$

当 U_b 低电平, S_1 截止, S_2 导通时

$$U_{1-} = U_c = DU_i = N_1 \frac{\Delta\phi_{of}}{T_{of}} \quad (5-24)$$

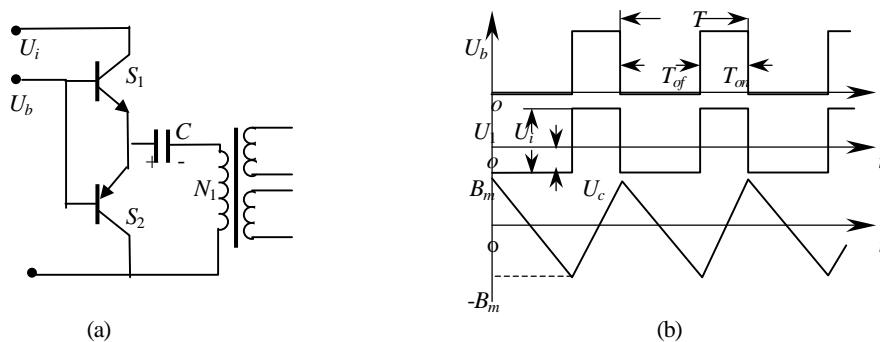


图 5-9 交替磁化不对称激励时磁芯磁感应波形

比较式 (5-23) ,(5-24)发现, 在导通与截止期间伏秒积相等, 即 $\Delta\phi_{on}=\Delta\phi_{of}$ 。变压器磁芯无直流磁化。这就是电容隔离直流分量的结果。因此, 在变压器输出的桥式变换器中, 为了避免偏磁, 在变压器初级串联一个电容是最简单的方法。

5.3.2 SPWM 交流输出滤波电感

图 5-8 桥式逆变器直接从 AB 输出 SPWM 电压波形, 如果直接输出, 再经 LC 滤波成正弦波交流电压 (图 5-10)。交流滤波电感也是双向磁化。

当滤波参数选取恰当时, 输出电压为失真度很小的正弦波。输出电容与负载并联, 滤波电容上电压就是输出电压。通常输出电容较大, 电容电流在数值上占负载电流很大比例。为了简化, 假设交流负载也为容性。因此输出滤波电感上电压为

$$u_L = u_{AB} - u_o$$

如果电感 L 是线性的，在基波频率半周期内磁芯中磁通密度变化为

$$\Delta B_L = \frac{1}{NA} \int_0^{\pi/2} (u_{AB} - \sqrt{2}U_o \sin \omega t) dt \quad (5-25)$$

式中 N —电感线圈匝数；

A —磁芯截面积；

U_o —输出电压有效值。

因为元件是线性的，式(5-25)右边两项分开积分。第一项的积分和图 5-7 (b) 和图 5-8 (c) 变压器磁芯磁通密度变化规律相似，第二项积分为余弦函数。对应于图 5-7(双极性调制)和图 5-8 (单极性调制) u_{AB} 的电感磁芯中 B ，用曲线 I (式 5-25 右边第一项) 减去曲线 II (第二项) 得到磁通密度波形如图 5-10(b)和(c) (纵坐标放大了) 所示。

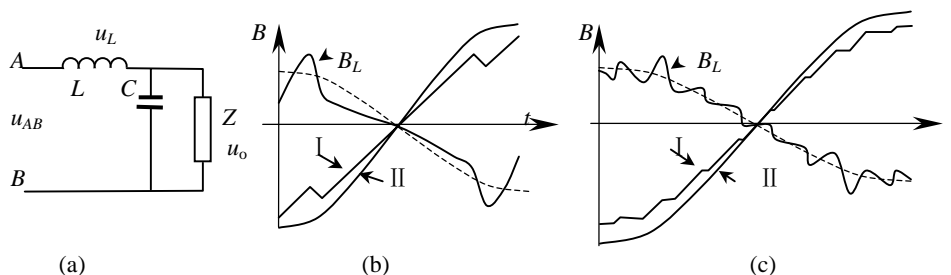


图 5-10 SPWM 输出滤波电感磁芯磁感应强度 B 的波形 (电容性负载)

由图 5-10 可见，交流滤波电感不但有基波分量，而且叠加较大的高频分量，磁芯选择不仅要考虑基波损耗，而且要考虑磁芯涡流损耗。同时线圈中除了流过基波电流，还要流过高次谐波电流，线圈应当考虑高频电流损耗。

5.3.3 直流输出时变压器的工作状态

推挽直流—直流变换器如图 5-11 (a) 所示。低压输出时，次级采用全波整流，高电压输出 (大于 200V) 时通常采用桥式整流。为获得低纹波直流输出，一般采用 LC 滤波。控制信号交错驱动 S_1 和 S_2 (图 5-11)。

设电路进入稳定工作状态。从 S_1 进入导通状态开始， S_2 截止。输入电压经 S_1 加在 N_{11} 上，由于 $N_{11}=N_{12}=N_1$, $N_{21}=N_{22}=N_2$ ，则 N_{21} 上电压为

$$U_{21} = \frac{N_2}{N_1} U_1 = \frac{N_2}{N_1} U_i \quad (5-26)$$

D_1 导通， $U_{21} > U_o$ ，电感电流 i_L 线性增长。磁芯由 $-B_m$ 向 $+B_m$ 磁化。 D_1 中电流与电感电流相同，初级电流为次级电感电流的反射电流 i_2' 与激磁电流 i_m 之和。如果磁芯 $B-H$ 特性是线性的，激磁电流也线性地随时间由 $-i_m$ 向 $+i_m$ 增长。

当 S_1 导通时间结束而关断时， S_2 仍然处于关断状态，次级电压 U_{21} 消失，滤波电感续流，迫使 D_1 、 D_2 同时导通，两个二极管流过的电流等于电感电流 i_L 。由于两个二极管同时导通，将次级短路，为维持磁芯在 S_1 打开瞬时磁芯的磁通不变，即磁势不变。原来流通在初级的磁化安匝(磁势) $N_{11}i_{m1}$ 转移到次级，磁化电流应从“•”端流入。因此有

$$i_{m1} N_{11} = i_{22} N_{22} - i_{21} N_{21}$$

或

$$i_{22} - i_{21} = \frac{N_{11}}{N_{21}} i_{m1} \quad (5-27)$$

因为两个二极管电流之和等于电感电流，即

$$i_{21} + i_{22} = i_L \tag{5-28}$$

联解(5-27), (5-28)得到

$$i_{21} = \frac{1}{2} \left(i_L - \frac{N_1}{N_2} i_{m1} \right) \tag{5-29a}$$

$$i_{22} = \frac{1}{2} \left(i_L + \frac{N_1}{N_2} i_{m1} \right) \tag{5-29b}$$

式中 i_L —输出电感电流;

i_{21} —流过 $N_{21}(D_1)$ 的电流;

i_{22} —流过 $N_{22}(D_2)$ 的电流;

i_{m1} —初级磁化电流的峰值。

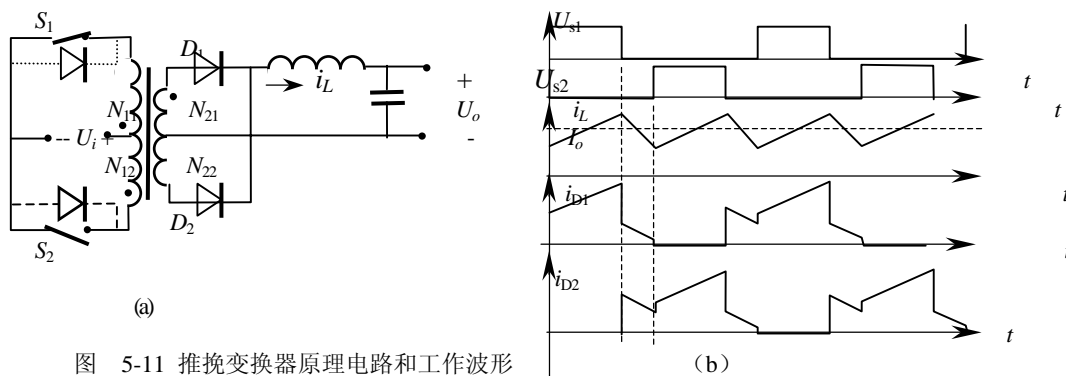


图 5-11 推挽变换器原理电路和工作波形

S_2 导通时与 S_1 导通时情况相同。只不过式 (5-29) 两式的符号下标作相应变化。

由式(5-29a)可见, 由于二极管 $D_1(D_2)$ 不能流过反向电流, $i_{21}(i_{22})$ 在 $S_2(S_1)$ 导通前必须大于零来维持 $D_1(D_2)$ 导通, 保证磁芯磁势不变, 即保持 $+B_m (-B_m)$ 不变。否则, 磁场能量要经 $D_2 (D_1)$ 释放到负载, 磁芯复位。但一般轻载时, 占空度很小, 磁化电流也随之减小, 不会带来严重后果。即使如此, 为了提供激磁电流通路和避免变压器漏感引起的尖峰电压, 在每个开关上反并联一个二极管, 提供激磁电流通路。如图 5-11(a)中虚线所示。

半桥和全桥 DC—DC 变换器全波整流时磁芯工作状态与推挽相同。输出桥式整流与全波整流基本原理相似, 不再讨论。

由上述分析可见, 磁芯 III 类工作状态具有如下特点:

- (1) 磁芯的磁感应在 $\pm B_m$ 变化, 在半周期内变化 $2B_m$ 。在损耗允许的情况 (低频) 下, 一般取 $B_m < B_S$ 。磁芯材料的饱和磁感应越高, B_m 取值越高, 磁芯的体积较小。
- (2) 因为磁芯双向磁化, 每个周期磁芯沿整个磁化曲线磁化一次, 频率越高, 磁芯损耗越大。尤其工作于高频时, 除了磁滞损耗, 磁芯涡流损耗随频率和磁感应强度增加而指数增加, 限制了 B_m 的取值。即在高频时, 为了使磁芯温度不超过允许值, 由允许的磁芯损耗决定磁芯的允许磁感应值, B_m 值一般远小于 B_S 。因此高频时, III 类与 II 类工作状态磁芯尺寸差别不大。对于大多数材料, 在高频 ($>100\text{kHz}$) 应用时饱和磁感应强度高是无关紧要的。
- (3) 虽然 SPWM 逆变器中的变压器和滤波电感磁芯是 III 类工作状态, 磁通最大幅值由基波分量决定, 但在基波分量上叠加有脉动分量。在整个基波周期内, dB/dt 一般比基波正弦波大, 涡流损耗大得多 (式 (4-3))。
- (4) 在 DC/AC 变换器中, 由于开关器件压降和开关延迟不等等原因造成主变压器的正负伏秒积不等, 引起变压器直流偏磁。在电路设计时, 应当予以充分重视, 否则会带来严重后果。一般采取变压器初级串联电容(桥式)、电流型控制 (桥式, 推挽)、增设直流分量调节电路 (逆变器)

或给磁芯增加一个小的气隙等减少或消除直流偏磁。

(5) 对于工作在III类的磁芯材料应具有高电阻率 ρ ，低的 B_r 或 H_C ，或两者都小，以及高的饱和磁感应 B_s 。此外，为了减少磁芯存储能量，磁芯应当具有尽可能高 μ 。

5.4 II—III类工作状态—磁放大器磁芯工作状态

磁放大器已经有很久的历史。近来由于发展了高磁导率高频下低损耗矩形磁滞回线材料，使得磁放大器用于高频开关电源成为可能。磁放大器调节器电路简单，高可靠，高效率，低噪声，高精度和小型化等优点，越来越受到人们的关注。特别是用在多路输出开关电源中除了主反馈输出外，其余各个输出稳压可采用磁放大器单独调节，具有简单、可靠和高效的优点。

5.4.1 磁放大器原理

开关电源中用的磁放大器是一个高磁导率闭合磁路磁芯的可饱和电感。磁放大器其它结构和应用超出本书范围。在图 5-12(a)中饱和电感 L 通过开关 S 串联在电源 U_i 和负载 R 之间。输入电压是占空度为 50%的矩形波。电感磁芯的磁化曲线如图 5-12 (c)。如果磁芯处于 $-B_s$ 。开关 S 合上，磁芯在输入电压 U_i 的作用下向 $+B_s$ (图 5-12 中 $-B_s \sim 3$) 磁化。磁化时间

$$t_s = \int_{-B_s}^{+B_s} \frac{NA}{U_i} dB = \frac{2B_s NA}{U_i} \tag{5-30}$$

式中 A —磁芯截面积；

N —线圈匝数。

由于磁芯材料是矩形回线，磁导率非常高，磁化电流非常小，即负载上电流很小，理想时输出电压为零， L 阻抗很大，相当于阻断状态。

如果在高电平时间结束前(t_s)，磁芯达到了 $+B_s$ ，磁芯饱和(图 5-12 中 3~4)，饱和电感 L 的电感量趋于零（磁导率为 μ_0 ），形成短路状态，输入电压几乎全部加在输出负载上。当输入电压为零，电感电流也为零(图 5-12 中 4~ $B_r=B_s$)。由于磁芯为矩形磁滞回线，磁芯中不存储能量，无能量返回。磁芯中磁感应为 $+B_s \rightarrow B_r$ 。如果输入电压再次高电平，磁芯中 $B_r \rightarrow B_s$ ，饱和电感仍处于饱和状态，输出电压等于输入电压。

如果在输入电压为低电平期间给饱和电感磁芯加一个反向磁场，将磁芯从 $+B_s$ 反向磁化到某一磁感应强度 $-B_1$ (图 5-12 中 $B_r \sim 1, B_1$ 在 $+B_s \sim -B_s$ 之间)。当反向磁场为零时，磁芯状态停留在图 (c) 的 B_1 对应的剩磁感应上。

当 U_i 再次高平时，由式(5-30)可知，磁通密度变化小于 $2B_s$ ，到达正向饱和的时间 t_{off} 小于 t_s 。输出电压的占空度加大。

从上面分析可以看到，可饱和电感相当于一个开关：饱和时磁开关导通；不饱和时，磁开关截止。只要控制电源高电平到来前磁芯初始磁化状态(B_1)，就可以控制截止时间 t_{off} ，也就控制了导通时间。当磁芯和线圈一定时，对于一定的输入电压，最大控制时间小于 t_s ，即反向磁化时，不应当达到反向饱和。由于只控制磁芯的非饱和时磁化水平，磁化电流非常小，控制功率极小，可获得很大的功率增益。

从图 5-12(c)可见，既不象正激单向磁化，也不象推挽对称双向磁化，介于两者之间。

根据控制方法的不同分为电压控制型和电流控制型，两者均能用较小的功率使电抗器饱和。因此磁放大器就像晶体管开关一样，不是一般意义上的线性放大器。

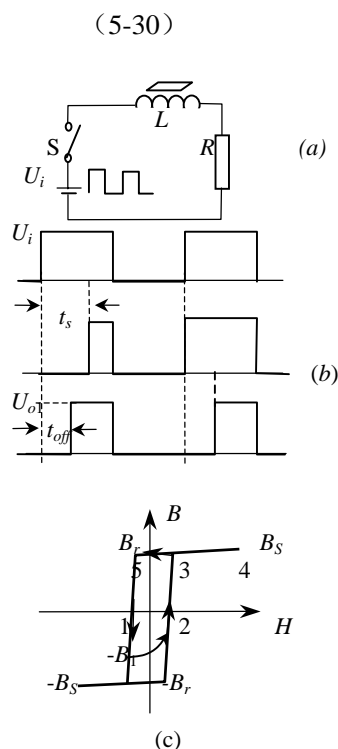


图 5-12 磁放大器原理

现以广泛应用的电压控制型半波磁放大器为例来说明其工作原理。

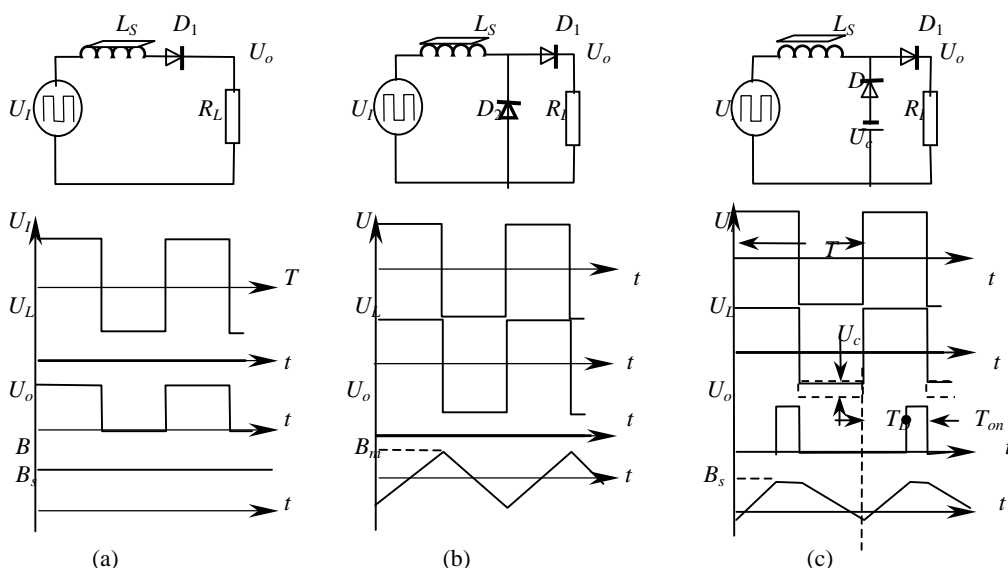


图 5-13 半波磁放大器原理示意图

图 5-13 中 U_i 为一矩形波电压激励源。经可饱和电抗器 L_s 、二极管 D_1 (正向) 向负载 R_L 串联供电。当输入为高电平时，饱和电感磁芯正向磁化；当输入电压为负的高电平时，因二极管单向导电，阻断了负的输入电压。磁芯为高矩形度材料，磁感应迅速回到相应的正剩磁感应 B_r ，当输入再次为高电平时，磁芯立即磁化到饱和，电感上压降为零，负载获得半波输出（图 5-13(a)）。磁芯工作在磁化曲线的 $+B_s$ 处。

如果在二极管的阳极和地之间反接一个二极管 D_2 （图 5-13(b)），这样当输入电压为正时，磁芯正向磁化；当输入电压为负时，二极管 D_2 导通，磁芯反向磁化。因导通时间和正负电压幅值相等，即正负伏秒相等，电感呈高阻抗状态，负载只流过极小的激磁电流，输出电压近似为零。磁芯不饱和和对称磁化，类似于一个矩形波激励的变压器磁芯。

如果在 D_2 的阳极和地之间加一个负的控制压 U_c （图 5-13(c)），当输入电压为正时，磁芯与不接控制电压磁化相同。但当输入电压为负时，反向磁化电压为 $U_i - U_c$ ，即去磁伏秒小于磁化伏秒。当输入电压再次为正时，磁芯在正向导通结束前达到饱和，负载上得到既不是半波输入电压，也不是为零的电压，而是脉宽可变的电压。改变控制电压大小，改变了达到饱和的延迟时间 T_D ，从而改变导通时间 T_{on} ，也就改变了输出电压 U_o 。

当输出磁化开始时，磁芯未饱和，饱和电抗器阻抗很大，输出为零。经过延时 T_D ，当伏秒值达到复位伏秒值后，磁芯饱和。在余下的部分 ($T_{on} = T/2 - T_D$) 输出与输入相同。因此有(图 5-13 (c))

$$U_i T_D - (U_i - U_c) \frac{T}{2} = U_i \left(\frac{T}{2} - T_{on} \right) - (U_i - U_c) \frac{T}{2} = 0$$

则

$$U_i T_{on} = U_c T / 2$$

则输出电压为

$$U_o = U_i D = \frac{U_i T_{on}}{T} = \frac{U_c}{2}$$

式中 $D = T_{on}/T$ 占空度。可见若控制 U_c 的大小，就控制了输出电压的大小。

5.4.2 实际应用举例

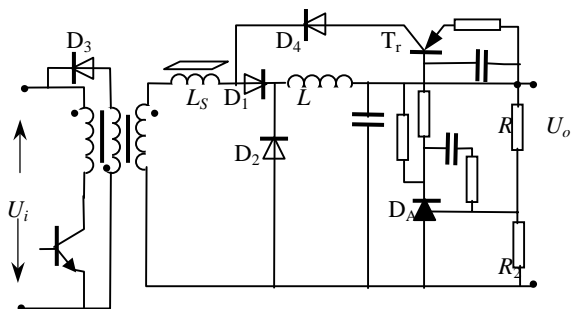


图 5-14 半波磁放大器控制实例

图 5-14 所示电路为半波式磁放大器稳压电源的应用实例。图中 R_1 , R_2 和 D_A (TL431) 组成误差检测放大器, 通过反馈晶体管 T_r , D_4 控制饱和电感 L_S 的反向磁化深度, 达到控制进入正向饱和时刻, 从而稳定输出电压。当多路输出时, 每路可各自加一个饱和电感, 获得高效率的多路稳压。

属于这类磁芯工作状态的还有二极管反向恢复尖峰抑制磁珠。

这种工作状态要求磁芯的磁化曲线接近矩形。即高磁导率和矩形比在 0.9 以上。矩形度越高, 剩余电感越小, 越接近理想开关。磁导率越高, 控制功率越小。同时要求高频损耗低和高的磁通密度。适合这种应用的材料如钴基非晶态合金和 Philips 的 3R1 等。

本章要点:

- 根据磁芯在变换器中工作情况有四种不同工作状态: 有直流偏磁的单向磁化, 无直流偏磁的单向磁化, 双向磁化和饱和电感磁化。
- I 类工作状态: 磁芯一般采用高导磁材料带有气隙的磁芯, 作为直流滤波电感或反激变换器变压器用。如果工作于电感电流连续时, 由于脉动分量相对于直流分量比较小 (在大功率常常为 1/5), 交流损耗较小, 饱和问题是磁芯的主要考虑。
- II 类工作状态: 正激变换器的变压器磁芯, 电路中必须有复位措施。这类磁芯要求材料应具有高的饱和磁感应强度和低的剩磁感应。因为工作在局部磁化曲线上, 在高频损耗相同的情况下, 磁芯允许的增量磁通密度峰值为双向磁化时的 2 倍。
- III 类工作状态: 推挽类 (半桥、全桥等) 输出变压器磁芯都属于这种工作状态。逆变时, 不仅考虑基波磁通变化引起的损耗, 而且还要考虑谐波引起的涡流损耗。对于高频开关电源频率, 因为磁芯损耗允许的峰值磁感应一般比饱和磁感应小得多, 最关心的是在工作频率下的损耗, 而不是饱和磁感应。
- 逆变器中变压器和滤波电感, 虽然高次谐波影响磁芯的磁通摆幅较小, 但 dB/dt 一般比基波大而频率高, 引起涡流损耗大, 应按允许损耗选取磁通密度, 或选取更薄的带料。
- II—III 类工作状态: 磁放大器磁芯, 二极管反向恢复抑制磁珠的磁芯。这些应用要求磁芯材料具有高的矩形系数和高磁导率, 以及在工作频率下低的磁芯损耗。

参考文献

1. 《Philips Magnetic Components》1996 (Mannul)
2. 《电力电子技术》丁道宏 航空工业出版社 北京 1999
3. 《Switching Power Supply Design》Abraham I. Pressman Second Edition McGraw-Hill 1998
4. 《Amorphous Magnetic Parts》TOSHIBA
5. 《交换式稳压器设计要诀》林新康 台湾建宏出版社 1991

第六章 线圈

电磁元件中，一般不可能没有线圈。在低频时，依据线圈直流电阻引起的允许损耗设计线圈。在给定损耗和散热条件下，选取磁芯和导线尺寸。而低频变压器的寄生参数如漏感和激磁电感对变压器影响较小，结构工艺已十分成熟。在高频开关电源中，损耗仍然是高频磁性元件设计的重要依据。但随着开关电源工作频率增加，高频电流在线圈中流通产生严重的高频效应，加之寄生电感、电容的影响大大地损害了开关电源电路的性能—效率降低、电压尖峰、寄生振荡和电磁干扰等。为了对付寄生效应产生的有害影响，电路上采用了缓冲、箝位等措施改善高频开关电源的性能，从而使电路复杂化，可靠性降低。本章试图说明这些寄生参数产生的原因和对策。讨论了涡流产生的原理和涡流带来的问题：多层线圈高频损耗严重、线圈并联不正确时产生高频环流、以及处于强交变磁场中的屏蔽层和不工作中心抽头线圈高损耗等问题。同时还讨论绕组结构与寄生参数和损耗的关系，以及散热等有关问题。

6.1 集肤效应

载流导线要产生磁场。首先研究单根导线磁场。载流导线总是两条线，假设电流的回流线相距非常远，回流线磁场不会对单根载流导线的磁场产生影响。这样单根导线电流产生的磁场如图 6-1(a)所示。如果流过导线的电流是直流或低频电流 I ，在导线内和导线的周围将产生磁场 B ，磁场从导体中心向径向方向扩展开来。在导体中心点，磁场包围的电流为零，磁场也为零；由中心点向径向外延伸时，包围的电流逐渐加大，磁场也加强，当达到导体表面时，包围了全部电流，磁场也最强 ($H=I/\pi d$ — d 为导线直径)。在导体外面，包围的电流不变，离开导线中心越远，磁场也越弱。

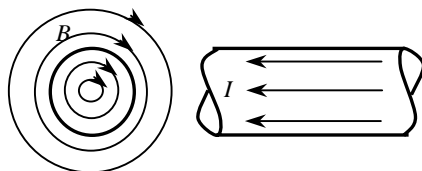


图 6-1 低频时单根导体磁场

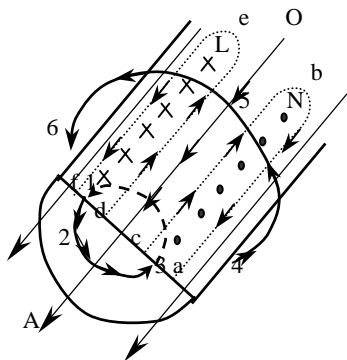


图 6-2 高频电流引起集肤效应

取图 6-1 的沿导线长度的横截面，低频电流在整个截面上均匀分布。当导体通过高频电流 i 时，变化的电流就要在导体内和导体外产生变化的磁场(图 6-2 中 1—2—3 和 4—5—6)垂直于电流方向。根据电磁感应定律，高频磁场在导体内沿长度方向的两个平面 L 和 N 产生感应电势。此感应电势在导体内整个长度方向产生的涡流(a—b—c—a 和 d—e—f—d)阻止磁通的变化。可以看到涡流的 a—b 和 e—f 边与主电流 O—A 方向一致，而 b—c 边和 d—e 边与 O—A 相反。这样主电流和涡流之和在导线表面加强，越向导线中心越弱，电流趋向于导体表面。这就是**集肤效应**。

这种现象这样来等效，如果取此载流导线一个单位长度，由导线中心到外径径向分成若干同心小筒(图 6-3(a))，当这些径向分割足够小时，认为通过这些筒截面 A_n 的磁感应是均匀的，对于 n 单元

截面通过的磁通为

$$\phi_n = B_n A_n$$

$B_n A_n$ —分别为 n 单元的磁感应和 n 单元的截面积。此磁通是 n 单元圆筒包围的全部电流所产生的。根据电感定义， n 单元单位长度电感：

$$L_n = \frac{\phi_n}{\sum i_n}$$

表面外的全部电感用 L_x 表示。筒状导体单位长度的电阻为

$$R_n = \rho \frac{1}{A_n} \tag{6-1}$$

这样可将导体内由导体中心到表面的磁电关系等效为一个 L 、 R 的倒 L 形串联等效电路（图 6-3(b)），A 点表示导线表面，B 点表示导线的中心。电路的输入是导线的全部电流。当直流或低频电流流过时，电感不起作用或作用很小。电路电阻电流总和等于导线总电流。但如果导线流过高频电流，由于分布电感作用，外部电感阻挡了外加电压的大部分，只是在接近表面的电阻才流过较大电流，由于分布电感降压，表面压降最大，由表面到中心压降逐渐减少，由表面到中心电流也愈来愈小，甚至没有电流，也没有磁场。这就是集肤效应（Skin effect）或趋肤效应的电路描述。

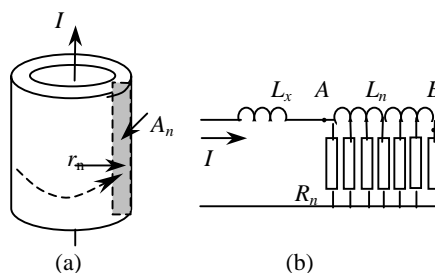


图 6-3 导体内 n 单元磁场(a)和等效电路(b)

研究表明，导线中电流密度从导线表面到中心按指数规律下降。导线有效截面减少而电阻加大，损耗加大。为便于计算和比较，工程上定义从表面到电流密度下降到表面电流密度的 0.368（即 $1/e$ ）的厚度为趋肤深度或穿透深度 Δ ，即认为表面下深度为 Δ 的厚度导体流过导线的全部电流，而在 Δ 层以外的导体完全不流过电流。 Δ 与频率 f (ω) 和导线物理性能的关系为：

$$\Delta = \sqrt{\frac{2k}{\omega\mu\gamma}} \tag{6-2}$$

式中 μ —导线材料的磁导率；

$\gamma = 1/\rho$ —材料的电导率；

k —材料电导率（或电阻率）温度系数；对于铜 $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$ ；20℃时 $\rho = 0.01724 \times 10^{-6} \Omega\text{-m}$ ，电阻率温度系数为 $1/234.5$ ($1/^\circ\text{C}$)， $k=(1+(T-20)/234.5)$ 。

T —导线温度 ($^\circ\text{C}$)。铜导线温度 20℃、不同频率下的穿透深度

$$\Delta = \frac{6.6}{\sqrt{f}} \text{ (cm)} \tag{6-2a}$$

上式代入不同频率计算结果如表 6-1 所示。

表 6-1 铜导体的穿透深度 (20℃)

$f(\text{kHz})$	1	3	5	7	10	13	15	18	20	23
$\Delta(\text{mm})$	2.089	1.206	0.9346	0.7899	0.6608	0.5796	0.5396	0.4926	0.4673	0.4358
$f(\text{kHz})$	25	30	35	40	45	50	60	70	80	100
$\Delta(\text{mm})$	0.4180	0.3815	0.3532	0.3304	0.3115	0.2955	0.2697	0.2497	0.2336	0.2089

一般磁性元件的线圈温度高于 20℃。在导线温度 100℃时， $\rho_{100} = 2.3 \times 10^{-6} \Omega\text{-cm}$ ，穿透深度：

$$\Delta = \frac{7.65}{\sqrt{f}} \text{ (cm)} \tag{6-2b}$$

对于圆导线，直流电阻 R_{dc} 反比于导线截面积。因集肤效应使导线的有效截面积减少，交流电阻 R_{ac} 增加，当导线直径大于两倍穿透深度时，交流电阻与直流电阻之比可表示为导线截面积与集肤面积之比：

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \frac{\pi d^2 / 4}{\pi d^2 / 4 - \pi(d - 2\Delta)^2 / 4} = \frac{(d / 2\Delta)^2}{(d / 2\Delta)^2 - (d / 2\Delta - 1)^2} \quad (6-3)$$

由式(6-2)可见, 穿透深度与频率平方根成反比。从式(6-3)可见, 随着频率的增加, 穿透深度减少, R_{ac}/R_{dc} 随之增加。例如导线温度 100°C 时, 25kHz 时穿透深度为 0.48mm 。直径 1.5mm 的裸铜导线, 由式(6-3)得到 $R_{ac}/R_{dc}=1.149$; 如果是 200kHz , 穿透深度为 0.017mm , 此时 R_{ac}/R_{dc} 竟达到 2.488 倍。

应当注意, 不应当错误理解式(6-3)的结果。虽然 R_{ac}/R_{dc} 随直径增加而增加, 但交流电阻 R_{ac} 实际上随直径的增加而减少。因为铜线直径增加, 直流电阻反比于 d^2 , 而交流电阻反比于 d , 直流电阻减少快于交流电阻的结果。较大铜线尺寸使得铜损耗小于磁芯损耗。

大直径的导线因交流电阻引起的交流损耗大, 经常用截面之和等于单导线的多根较细导线并联。如果是两根导线代替一根, 细导线的直径 $d=D/\sqrt{2}$, D —单导线直径。单导线穿透截面积为 $\pi d\Delta$, 两根并联导线的穿透面积为 $\sqrt{2}\pi d\Delta$, 增加了 41% 。如果采用多根细线绞合的利兹线, 它可以减少集肤效应和下面提到的邻近效应的影响, 但价格比一般导线贵, 同时应当注意, 因利兹线是相互绝缘的细线组成, 操作时容易折断和末端焊接不良, 往往引起损耗加大, 甚至出现奇怪的音频噪声和振荡。利兹线一般用于 50kHz 以下, 很少用到 100kHz 。一般采用扭绞的多根小于集肤深度直径导线并联比较好。

在大电流(通常是次级电流在 $15\sim 20\text{A}$ 以上)情况下, 一般不用利兹线和多股线并联, 而采用铜箔。铜箔切割成骨架的宽度(当然还要考虑安全规范要求), 其厚度可以比开关频率时的穿透深度大 37% 。铜箔之间需加绝缘层绝缘。

开关电源中大部分电流波形为矩形波, 其中包含丰富的高次谐波, 各谐波穿透深度和交流电阻互不相同。Venkatramen 详细分析了这种情况, 给出了估计交流与直流电阻比。做法是将开关频率的前 3 个谐波(即基波, 2 次和 3 次谐波)穿透深度取平均值 Δ' , 再由平均值根据式(6-3)求得 R_{ac}/R_{dc} 。粗略计算时, 矩形波电流穿透深度为基波正弦波穿透深度的 70% 。

6.2 线圈磁场和邻近效应

上面讨论了单根孤立导线高频时导线内部磁场对电流的影响。外部磁场与直流或低频磁场一样, 由导线表面向径向方向辐射开来, 电流在外表面流通, 电流密度从导线表面向中心轴线逐渐减少。

当回流导体靠近时, 它们的场向量相加。在图 1-3 中已经看到, 两根流过相反电流导线之间的磁场叠加, 场的强度最强。而在两导线外侧, 两磁场抵销, 磁场强度很弱。现在来考察两根相邻的相同矩形截面($a\times b$)导体, 两根导线流过相反的电流 i_A 和 i_B 。导线的截面如图 6-4(a) 所示, “ \bullet ”表示流出纸面, “ $+$ ”表示流入纸面。和图 1-3 一样, 在两导体相邻之间, 磁场方向相同而加强; 两导线之外侧, 磁场相反而抵销, 磁场很弱, 或为零。在导体内部, 由两导体外侧向内逐渐加强, 到达导体的内表面时磁场最强。

若图 6-4 所示两根导线厚度 a 大于穿透深度 Δ , 流过相反的且相等的高频电流 i_A 和 i_B 时, 导体 A 流过的电流 i_A 产生的磁场 ϕ_A 穿过导体 B, 与集肤效应相似, 在导体 B 中产生涡流 i_{AB} 。在靠近 A 的一边涡流与 i_B 的方向一致, 相互叠加; 而在远离 A 的一边, 涡流与 i_B 方向相反而抵销。同理导线 A 中的电流受到导线 B 中电流 i_B 产生的磁场作用, 在靠近导线 B 的一边流通。使得导体中电流挤在两导体接近的一边。这就是**邻近效应**。

如果两导体相距 w 很近(图 6-4(b)), 邻近效应使得电流在相邻内侧表面流通, 磁场集中在两导线间, 导线的外侧, 既没有电流, 也没有磁场—合成磁场为零, 没有磁场地方不存储能量, 能量主要存储在导线之间。如果宽度 $b\gg w$, 单位长度上的电感为

$$L = N^2 \mu_0 \frac{w \times l}{b \times l} = 4\pi \frac{w}{b} \text{ (nH/cm)} \quad (6-4)$$

式中 $N=1$ —匝数;

l —导电带料的长度(cm);

b —带料的宽度 (cm);

w —导线间距离(cm)。

若忽略外磁场的能量, 单位长度两导线间存储的能量为

$$W_m = \frac{\mu_0}{2} H^2 V / l = \frac{\mu_0}{2} \left(\frac{I}{b}\right)^2 bw = \frac{\mu_0 w}{2b} I^2 \quad (6-5)$$

式中 I —为导电带料流过的电流;

H —导线之间的磁场强度。

可见, 如果导线宽度越窄 (b 变小), 存储能量越大。根据式(6-5)比较图 6-5 几种导线的排列可以看到, 由于邻近效应, 电流集中在导线之间穿透深度的边缘上, b 越小, 表面间的磁场强度越强。如两导线距离 w 相同、两导线电流数值相等, 图(a)导线宽度比图 (c) 宽, 根据式(6-5)可见, 导线间存储的能量与导线的宽度成反比。所以图 (c) 比图 (a) 存储更多的能量, 导线电感也更大。邻近效应使图(c)导线有效截面积减少最为严重, 损耗最大。为减少分布电感, 图(a)最好, 图(b)次之, 图(c)最差。因此, 在布置印刷电路板导线时, 流过高频电流的导线与回流导线上下层最好。平行靠近放置在同一层最差, 即使导线很宽, 实际上仅在导线靠近的边缘有高频电流流通, 损耗很大, 而且层的厚度不应当超过穿透深度。

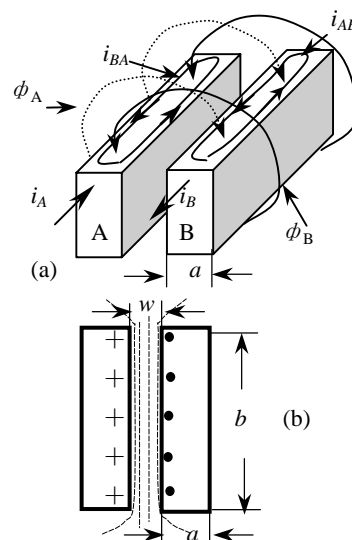


图 6-4 邻近效应示意图

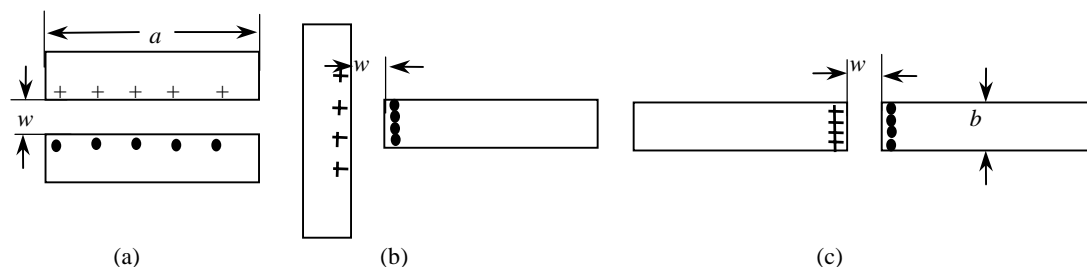


图 6-5 矩形导线不同放置

例 1: 如果图 6-5(a)导线宽度 a 是图(c)中导线宽度 b 的 5 倍。它们存储能量比是多少?

解: 由式 (6-5) 单位长度导线存储磁场能量为

$$W_m = \frac{1}{2} \mu_0 H^2 w / b$$

图(a)比图(c)导线宽度加大 5 倍, 图(c)比图(a)存储能量大 5 倍。

6.3 变压器线圈的漏感

在实际变压器中, 如果初级磁通不全部匝链次级就产生了漏感。漏感是一个寄生参数。以单端变换器为例, 功率开关由导通状态转变为断开时, 漏感存储的能量就要释放, 的有时产生很大的尖峰电压, 造成电路器件损坏和很大的电磁干扰, 并恶化了效率。虽然在电路中可增加缓冲电路抑制干扰和能量回收, 但首先在磁芯选择、绕组结构和工艺上尽可能减少漏感。

6.3.1 典型变压器磁芯的漏感分析

图 6-6 是一个典型的 E 型磁芯变压器。如变压器的初级线圈为 4 匝, 次级为 1 匝。如果次级流

过电流 I_2 (例如 10A), 根据变压器原理, 如不考虑磁化电流, 初级安匝等于次级安匝, 初级电流应为 $I_1=I_2N_2/N_1(2.5A)$ 。

线圈安放在中柱上, 初级在外, 占窗口高度为 b , 次级在内, 占窗口高度为 d 。两线圈间间隙为 c 。没有磁芯时, 线圈外磁场很弱; 有高磁导率磁芯时, 线圈外磁场被磁芯短路, 磁芯中磁压降为零。线圈整个磁势 I_1N_1 主要降落在窗口空气路径上。取初级最外层为参考点。根据安培环路定律沿环路 l_1 线积分得到

$$\frac{I_1 N_1}{b} x = H_x l$$

或

$$H_x = \frac{I_1 N_1}{bl} x = H_1 \frac{x}{b} \quad (6-6)$$

式中 $I_1 N_1$ —初级安匝数;

H_1 —全部初级安匝在窗口产生的磁场强度;

l —窗口高度。

从式 (6-6) 可见, 在初级线圈宽度内, 磁场强度随 x 线性增加, 当 $x=b$ 时, 环路包围了整个初级, 磁场强度不变且等于 H_1 。在两线圈之间包围的环路中没有增加电流, 磁场强度不变 (H_1)。一直保持到 $x=b+c$ 。

当 $x>b+c$ 时 (环路 l_2), 包围了次级反向电流, 这里的磁场强度为

$$H_x = H_1 - \frac{N_2 I_2}{dl} (x - (b + c))$$

因为 $N_2 I_2 = N_1 I_1$, 则

$$H_x = H_1 - \frac{N_2 I_2}{dl} (x - (b + c)) = H_1 \left(1 - \frac{x - b - c}{d} \right) \quad (6-7)$$

初级线圈送入磁场的能量

$$W_m = W_b + W_c + W_d \quad (6-8)$$

式中 W_b , W_c , W_d 分别为初级线圈、线圈间间隙和次级线圈所占空间存储的磁能。分别为

$$\begin{aligned} W_b &= \int_0^b \frac{\mu_0}{2} H_x^2 l_{av1} dx = \frac{\mu_0 l_{av1} l}{2} \int_0^b \left(\frac{N_1 I_1}{bl} x \right)^2 dx \\ &= \frac{\mu_0 l_{av1} (N_1 I_1)^2}{2b^2 l} \times \frac{x^3}{3} \Big|_0^b = \frac{\mu_0 l_{av1} b (N_1 I_1)^2}{6l} \end{aligned} \quad (6-9a)$$

$$W_d = \frac{\mu_0 l_{av2} d}{6l} (N_2 I_2)^2 \quad (6-9b)$$

$$W_c = \frac{\mu_0}{2} \times \left(\frac{N_1 I_1}{l} \right)^2 \times l l_{av3} c = \frac{\mu_0 l_{av3} c (N_1 I_1)^2}{2l} \quad (6-9c)$$

式中 l_{av1} 、 l_{av2} 和 l_{av3} 分别为初级、次级和线圈间间隔带平均长度。因为输入的漏感的能量应等于磁场的能量

$$W_e = \frac{1}{2} L_{s1} I_1^2 = W_m \quad (6-10)$$

将式(6-9)代入到式(6-10), 考虑到 $N_2 I_2 = N_1 I_1$, 经化简得到初级漏感为

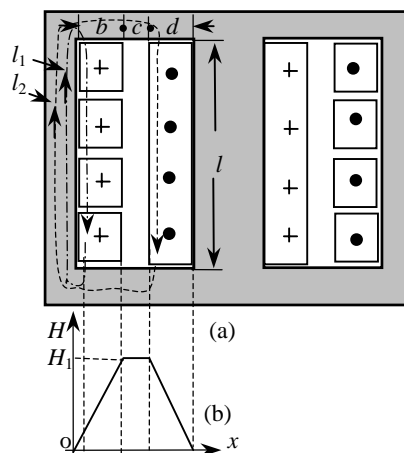


图 6-6 单层双线圈窗口磁场和漏磁

$$L_{s1} = \frac{\mu_0 N_1^2}{l} \left(cl_{av3} + \frac{bl_{av1}}{3} + \frac{dl_{av2}}{3} \right) \quad (6-11)$$

实际上应当考虑端部磁通，同时上式中平均长度的计算复杂，通常用绕组平均长度 l_{av} 代替，式(6-11)该写为

$$L_{s1} = \frac{\mu_0 N_1^2 l_{av} k_s}{l} \left(c + \frac{b+d}{3} \right) \quad (6-11a)$$

$$\text{式中} \quad k_s = 1 - \frac{c+b+d}{\pi l} + 0.35 \left(\frac{c+b+d}{\pi l} \right)^2 \quad (6-11b)$$

从式(6-11a)可见，漏感与初级匝数 N 的平方成正比，与窗口的宽度 l 成反比。因此减少匝数，选取大的窗口宽度可减少漏感。还应当看到，线圈之间的间隔越小，漏感也越小。同时由图 6-6 看到，在线圈间隔 c 段，磁场强度最高。因磁场能量正比于 H 的平方，磁场能量最大，由此对漏感影响也最大。

6.3.2 其他结构的漏磁

对于环形磁芯，如果是一个高磁导率磁芯的变压器，将环沿径向切断沿圆周展开，与图 6-6 相似，初级与次级之间的相对位置和间隔是产生漏磁的基本原因。要减少漏磁，初级和次级线圈应均匀分布在圆周上。因环形变压器的窗口宽度比 E 型宽得多，相同的匝数，环形变压器漏感要比 E 型磁芯小得多。

在反激变换器中，次级线圈电流与初级线圈电流不是同时发生的。如果是电感线圈，采用环形低磁导率的磁粉芯材料作为磁路，线圈均匀分布在环的圆周上，由第三章图 3.2 可见，在整个环圆周上没有磁位差，也就没有散磁通。但是由于初级线圈与次级线圈位置不同，次级线圈并没有匝链初级线圈的全部磁通，初级还是有漏磁，除非双线并绕。

反激变压器如果采用高磁导率气隙磁芯，由于高磁阻的气隙存在，初级线圈产生的磁通除了大部分经过磁芯和串联气隙一端面磁通和边缘磁通外，还有一部分磁通只经过部分磁芯磁路的散磁。从第三章磁位差分析可以看到，当激励线圈的结构一集中还是分布在磁芯长度上的相对气隙位置不同，整个磁场分布是不同的。从漏磁的观点，首先应当将初级和次级线圈和 E 型磁芯一样分布地绕在一起，尽量增加分布长度，即窗口宽度。其次比较图 3-4 和图 3-7 可以看到，将线圈放置在气隙上，仅在气隙附近有较大的磁位差，大部分磁路的磁位差很小，保证初级和次级磁通的良好耦合。

6.3.3 减少漏磁的主要方法—线圈交错绕

如果将初级线圈分成两半，将次级线圈夹在中间，如图 6-7(a)所示。同样可用式(6-6)，(6-7)作出磁场分布图(图 6-7(b))。如果与图 6-6 相同的磁芯和安匝数，线圈窗口中最大磁场强度图 6-6 比图 6-7 大一倍($H_m = H_1/2$)。图 6-7 初级和次级间隔处总磁场强度降低到图 6-6 中的 1/2，初级线圈空间磁场总能量为图 6-6 的 1/4，次级空间磁场能量也降低 1/4，就可以大大降低漏感。

如果是多层线圈，同理可作出更多层线圈的磁场分布图。为了减少漏感，可将初级和次级都分段。例如分成初级 1/3→次级 1/2→初级 1/3→次级 1/2→初级 1/3 或初级 1/3→次级 2/3→初级 2/3→次级 1/3 等，最大磁场强度降低到 1/9。但是，线圈分得太多，绕制工艺复杂，线圈间间隔比例加大，充填系数降低，同时初级与次级之间的屏蔽困难。

在输出与输入电压都比较低的情况下，又要求漏感非常小，如驱动变压器，可以采用双线并绕，同时采用窗口宽高比较大的磁芯，象罐型，RM 型，PM 铁氧体磁性，这样在窗口中磁场强度很低，

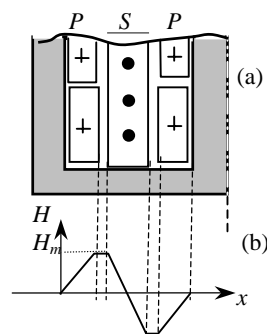


图 6-7 交错绕的线圈

可以获得较小的漏感。

6.4 邻近效应对多层线圈影响

6.4.1 多层线圈

图 6-8 是一个初级(p)和次级(s)线圈都是双层的变压器。导线的厚度大于穿透深度 Δ 。由于邻近效应，电流仅集中在初级与次级靠近的一边导线中 Δ 宽度流通。在远离的一边导体中没有磁场，也应当没有电流。事实是怎样呢？

首先与图 6-6 (b) 一样作窗口空间磁场分布图，从最外边作为 $x=0$ 做起。因邻近效应，电流集中在外层导线的最右边一里边，到达 $x=b-\Delta$ 时，磁场在 Δ 范围内由 0 上升到 $H_1=N_1I_1/2l$ ，然后在层间隙 δ 中保持这个数值。但 $x>b+\delta$ 即到达第二层时，第二层的外边，如果导体中没有电流，第二层中和 δ 中一样将有交变磁场 H_1 ，此交变磁场在第二层中产生涡流，使第二层外边边缘 Δ 深度产生与第一层里边大小相等方向相反的电流，才能保证第二层中心磁场为零，电流也为零。即第二层的外边流过与第一层的里边大小相同，方向相反的电流。

在第二层里边 $x=2b+\delta-\Delta$ 至 $2b+\delta$ ，初级安匝应全部加在窗口宽度上。在 Δ 深度内除了和第一层相同的电流外，还要流过第二层外边相等而相反的电流，即两倍第一层电流。这样在第二层中流过两倍第一层同向的电流，还流过与第一层相等且反向的电流，净电流仍然与第一层相同。如 Δ 深度电阻相同，该层交流损耗为 $(1+2^2)$ 倍单层损耗 (I^2r) ，比外层大 5 倍。次级情况相仿。磁场分布图如图 6-8 (b) 所示，图中虚线是低频磁场分布图。从图中可以看到，导线内部不存储能量，高频时漏感减少了，但损耗增加太多，用增加导线厚度减少高频时漏感是不值得的。

如果每段线圈是 n 层，初级第 n 层内表面最大电流是低频电流的 n 倍，其外表面反向电流是低频电流的 $n-1$ 倍。如果电阻相同， n 层的损耗是它的第一层损耗 $((n-1)^2+n^2)$ 倍。所示邻近效应比集肤效应引起更严重的交流损耗。

例 2: 一变压器结构如图 6-8 所示。初级 3 层，变压器工作频率为 200kHz，导线直径为 0.84mm。线圈工作温度为 100℃。求线圈电阻增加多少倍？

解: 1. 线圈工作温度为 100℃，导线的穿透深度为

$$\Delta = \frac{7.6}{\sqrt{f}} = \frac{7.6}{\sqrt{200 \times 10^3}} = 0.017 \text{ cm}$$

2. 因邻近效应电流集中导线的一边，有效面积减少倍数为

$$Q = d / \Delta = 0.84 / 0.17 \approx 5 \text{ (倍)}$$

3. 由于邻近效应，边缘电流增加，各层电阻增加的倍数为 $((n-1)^2+n^2)$

第一层是 $m_1=1$ 倍，第二层是 $m_2=1+2^2=5$ 倍，第三层是 $m_3=2^2+3^2=13$ 倍。整个线圈增加的电阻是直流电阻的倍数 $F_R=R_{ac}/R_{dc}$ 为

$$F_R = Q \times \frac{m_1 + m_2 + m_3}{3} = 5 \times \frac{1 + 5 + 13}{3} = 31.67 \text{ 倍}$$

可见，在多层线圈中，再一次看到邻近效应比集肤效应更严重。

如果将导线直径减少到接近穿透深度 Δ ，在每根导线的内外表面的 + 和 · 开始合并，部分抵消了，磁场部分穿透到导体内部。当导线直径远远小于穿透深度 Δ ，磁场完全渗透到导体内，导体内的相反电流完全合并而抵消了，电流分布于每根导线整个截面。

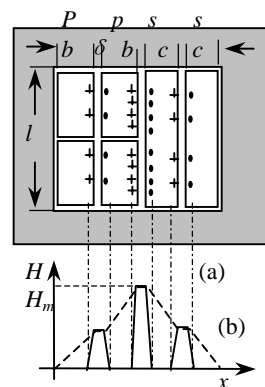


图 6-8 高频多层线圈磁场图

当导线尺寸（层的厚度）小于穿透深度时， I^2R 的计算是很复杂的。道威尔（Dowell）给出了正弦波交流电阻的计算方法，如图 6-9 所示。图中纵坐标 $F_R=R_{ac}/R_{dc}$ ，横坐标 Q 为层厚度或导线厚度与穿透深度 Δ 的比值。对于铜带和铜箔线圈，层的厚度就是铜带的厚度。当线圈交错分段时，参变量为每段线圈层数。

对于每层相互叠绕直径为 d 的圆导线，有效层厚度为导线直径的 0.83 倍。如果圆导线层间有间隙，有效层厚度为 $0.83d\sqrt{d/s}$ ， d 为导线直径， s 为导线中心距。圆导线 Q 也可以用以下公式计算：

$$Q = \frac{h\sqrt{F_l}}{\Delta} \quad (6-12)$$

式中 $h=0.83d$;

d —导线直径;

Δ —穿透深度;

$F_l=N_l d/w$ —铜层系数;

N_l —每层匝数;

w —层的宽度。

对于铜箔， $F_l=1$ 。

在例 2 中 $Q=5$ ，到图 6-9 中查得 $Q=5$ 时 3 层对应的 F_R 差不多是 31.67，两者是一致的。

在图 6-9 的最右边，是导体的厚度远大于穿透深度 Δ ， F_R 很大。曲线是平行的。在最左边，导体厚度远小于 Δ ， F_R 接近 1。在图的中心，曲线随着 Q 的减少向下弯曲。对于变压器交流电流分量，通常选择 $F_R=1.5$ 最佳。 F_R 加大，损耗变得很大。要是低于 1.5，超过最小折返点，需要用更细的导线，充填系数减少。 $F_R=1.5$ 时，1 层 Q 大约 1.6，10 层大约为 0.4。图 6-9 在选择导线直径时是非常有用的。如果导线要求截面积较大，应当采用多股线或铜箔。即使用较薄铜带导致高的直流电阻，但交流电阻可大大减少还是有利的。在直流电感中，交流纹波相对直流分量很小

（电感电流连续）时，可选取较大 F_R 。

如果将初级和次级绕组分段交错绕制，图 6-10 画出几种安排的低频磁场分布图。图 (a) 在初级次级结合处磁场强度最高。线圈是两层初级和两层次级，如果 $Q=4$ ，由图 6-9 查得 $F_R=13$ 。

图 (b) 交错排列，最大磁场强度只有图 (a) 的一半。每段 1 层，仍然 $Q=4$ ，再由图 6-9 查得 $F_R=4$ 。交流损耗电阻大大下降。图 (c) 采用初级 1/3—次级 2/3—初级 2/3—次级 1/3 的安排，从磁场分布图可以看到最大磁场强度比图 (b) 更低。因此，存储能量更少。更多的分段减少磁场能量，但会带来其它问题。

例 3 初级电流幅值 $I_p=20A$ ，占空度为 $D=0.5$ ，工作频率为 90kHz，共 10 匝。磁芯窗口宽度 $l=24mm$ 。选择导线尺寸。

解：平均电流

$$I_a=DI_p=0.5 \times 20=10A$$

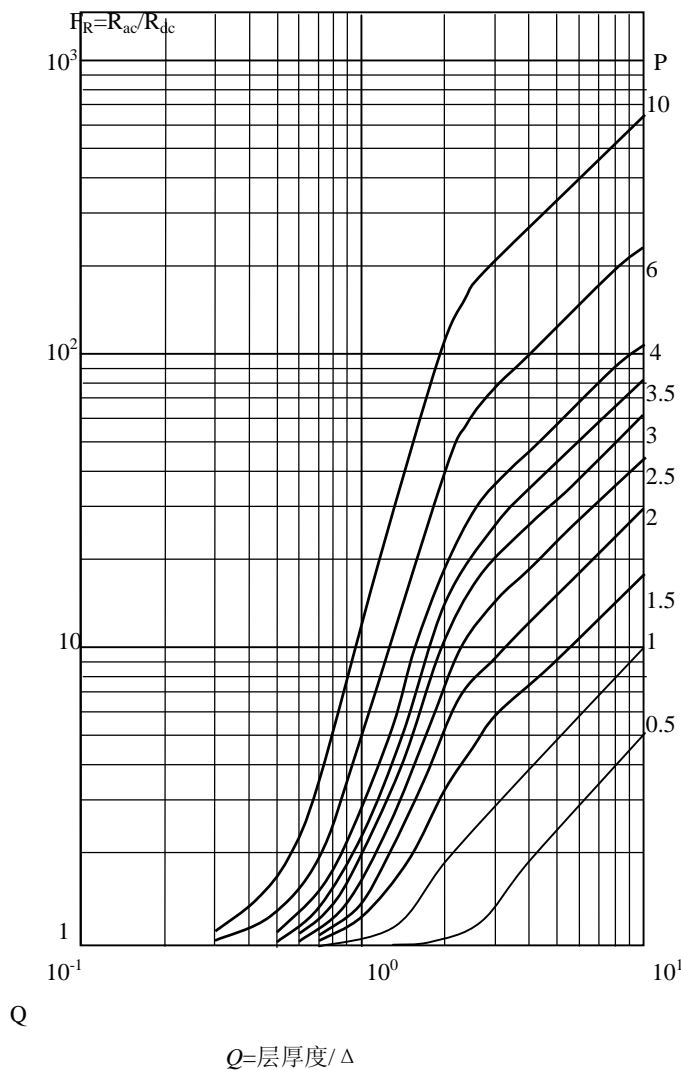


图 6-9 交流与直流电阻比和等效铜厚度、层数关系

总有效值

$$I = \sqrt{DI_p} = \sqrt{0.5 \times 20} = 14 \text{ A}$$

交流分量有效值

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{I^2 - I_a^2} = \sqrt{0.5 \times 20^2 - 10^2} = 10 \text{ A}$$

选择电流密度 $j=4\text{A}/\text{mm}^2$ ，需要的导线截面积

$$A_{\text{cu}} = \frac{I_{\text{rms}}}{j} = \frac{10}{4} = 2.5 \text{ mm}^2$$

1. 选择圆导线

由表 10-2 查得裸线径 $d=1.8\text{mm}$ ($A_{\text{cu}}=2.545\text{mm}^2$), 带漆皮外径 $d'=1.92\text{mm}$ 。10 匝导线占窗口宽度为 $10 \times 1.92=19.2\text{mm} < 24\text{mm}$ ，正好一层可以绕下。两端各留 2mm 爬电距离。

工作频率为 90kHz，线圈要发热，假定工作在 100°C ，其集肤深度为

$$\Delta = \frac{7.6}{\sqrt{f}} = \frac{7.6}{\sqrt{90 \times 10^3}} = 0.0253\text{cm} = 0.253\text{mm}$$

假定导线匝与匝之间仅绝缘层，铜层系数 $F_l=d/d'=1.8/1.92$ ，因此

$$Q = \frac{0.83 \times d \sqrt{F_l}}{\Delta} = \frac{0.83 \times 1.82 \times \sqrt{1.8/1.92}}{0.253} = 5.7$$

由图 6-9 查得当横坐标 $Q=5.7$ ，1 层找到 $F_R \approx 5.7=R_{\text{ac}}/R_{\text{dc}}$ ，交流电阻太大了。

2. 选择多股绞绕圆导线

选择导线直径小于两倍集肤深度 $d < 2\Delta = 2 \times 0.253=0.506\text{mm}$ ，由表 10-2 查选择标称直径 $d=0.45\text{mm}$ ，带漆皮直径 $d'=0.51\text{mm}$ ，截面积 $A_{\text{cun}}=0.159\text{mm}^2$ 。需要导线股数

$$N = \frac{A_{\text{cu}}}{A_{\text{cun}}} = \frac{2.5}{0.159} = 15.7 \text{ 股 取 } n=16 \text{ 股}$$

16 股导线相当于 4×4 矩形截面。每层导线 $4 \times 10=40$ 匝，宽度为 $40 \times 0.51=20.4\text{mm} < 24\text{mm}$ 。同样计算

$$Q = \frac{0.83 \times d \sqrt{F_l}}{\Delta} = \frac{0.83 \times 0.45 \times \sqrt{0.45/0.51}}{0.253} = 1.39$$

在图 6-9 上 $Q=1.39$ 向上交到 4 层曲线向左水平指向 $F_R \approx 7$ ，这比单股还要大。

如果将多股绞线夹在两个一半次级当中，4 层线圈就作为两层处理，这时 $Q=1.39$ 对应 $F_R \approx 2.3$ 。可见交错安排线圈对减少交流电阻很有效。

3. 采用利兹线

选用 0.18×100 利兹线。相当于 10×10 层，可以计算出 $Q=0.57$ ，在图 6-9 上查得 $F_R \approx 1.9$ 。还稍大于 $F_R=1.5$ ，可以采用比 0.18 更细的线，减少交流电阻。

4. 采用铜箔

考虑到爬电距离，采用宽度 $b=20\text{mm}$ 的铜箔，铜箔厚度为

$$\delta = \frac{A_{\text{cu}}}{b} = \frac{2.5}{20} = 0.125 \text{ mm}$$

因此

$$Q = \frac{\delta}{\Delta} = \frac{0.125}{0.253} \approx 0.5$$

对于 1 层， $Q=0.5$ ， $F_R \approx 1$ ，非常满意。

虽然图 6-9 曲线非常有用，但应记住，图 6-9 是正弦波电流下得到的。对于包含丰富谐波的开关电源应用，实际损耗大于计算值。如果精确计算，必须将电流波形分解成富里叶级数，然后计算电

流每次谐波损耗，因为谐波频率不同，穿透深度不同，损耗也不同。再将各次谐波损耗相加获得总损耗。工程上估算时将基波频率按图 6-9 的结果再加 50%。

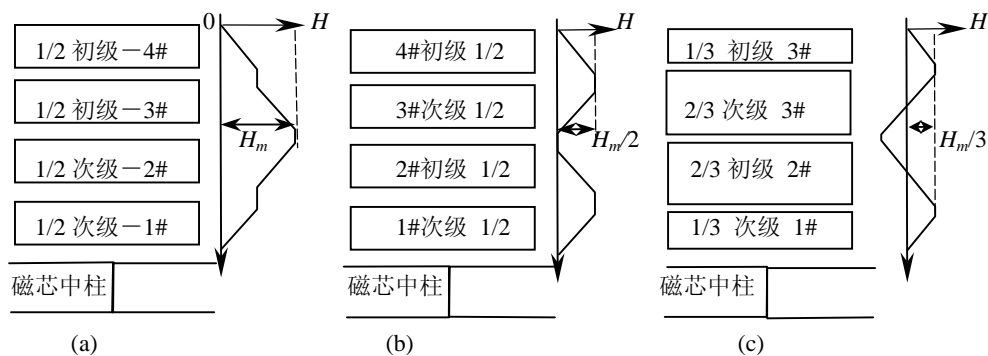


图 6-10 变压器线圈安排

6.4.2 线圈的并联

当输出大电流时，如果采用多股细线，充填系数太低；如果采用薄铜带，在允许的电流密度和不超过穿透深度时，若单片铜带不能承载全部电流，通常采用线圈并联。低频时只要保证相同匝数线圈的直流电阻相等，就可以保证电流的均分。由耦合电感关系式 (2-17) 可知，如果不是全耦合将导致激磁电感减少，同时引起环流。但在高频时，所处磁场对称比电阻平衡更重要。根据图 6-4 和 6-8 可知，在高频变压器中，全部电流高频分量将在初级与次级直接面对的里层的内表面和相邻的外表面流动。例如，在图 6-11 中，原来初级和次级都有两层线圈。将初级和次级分别并联在一起，初级一层，次级也是一层。原来两层串联，电流没有选择余地—必须流过所有层。并联后，两层相当于一层导线，邻近效应产生的涡流经端部环流，在最外层的高频电流为零。因此两层并联后，和单片铜带一样，只有内层流过全部电流，等于没有并联。为了扩大电流，有几个选择：

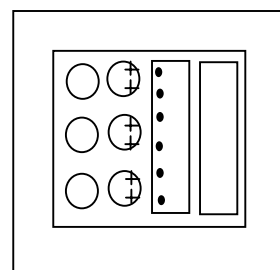


图 6-11 并联双层线圈

1. 加大线圈窗口宽度

线圈窗口的形状对涡流影响很大。现代高频开关电源用的磁芯窗口宽度比它的高度大几倍。对于相同的匝数，窗口宽度大，需要的层数最少。如图 6-12 所示，窗口两倍于图 6-11 中磁芯宽度，因此仅需要一层。由图 6-9 看到，使涡流损耗大大减少。宽窗口的另一个优点是存储能量（漏感）减少了。如果图 6-11 两层的安匝数（等于次级两层铜带的安匝数）与图 6-12 的一层安匝数相同。图 6-12 比 6-11 窗口宽一倍，因此，磁场强度小一倍，则单位体积存储的能量小 4 倍。由于宽度增加，也许体积增加一倍，总能量实际减少一半，漏感也减少一半。线圈宽度增加的不利后果是增加了线圈之间的电容。

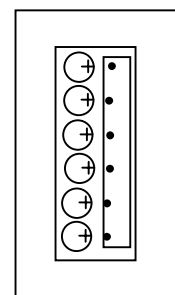


图 6-12 线圈宽窗口

2. 交错

如果线圈按图 6-7 安排，高频时邻近效应的电流分布如图 6-13 所示。相当于图 6-12 线圈高度折半。这样分层的线圈和图 6-12 具有相同的低涡流损耗，低场强度，以及比图 6-7 还要低的漏感。

在图 6-13 中将初级 (P) 和次级 (S) 都分成两层，每层都是总线圈的 1/2。但是实际上次级并不分开成两层，只是从磁场的意义上在虚线处分开的。次级就成半层。两级交错还可减少电磁干扰。但增加了初次级之间的电容。

进一步增加交错段数性能改善是有限的，绝缘增加，绕制、屏蔽困难，层间电容会更大。一般采用 P-SS-PP-S（图 6-10(c)）分段方法，结果已相当满意。

3. 并联准则

从图 6-8 可以看到，并联的每根导线不同的分段排列，窗口中的磁场是不同的。如果要使得并联成功，必须使得**并联的所有导线在窗口中经过相同的场**。例如，为了减少涡流采用小于或等于穿透深度的 n 股导线并联。为了达到平均分配电流，应将导线绞成螺旋形或麻花形，使得每根导线在其长度方向感应相同的电压。有时用利兹线（Litz Wire）。但绕成的线圈的一层就是图 6-9 中的 \sqrt{n} 层，层数增加了。100kHz 以上时，通常采用多股绞线。

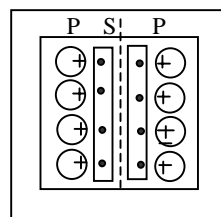


图 6-13 交错线圈

如果采用铜带并联，不可能象圆导线那样绞绕，为了达到允许的涡流损耗和均匀分配电流，考察图 6-13 可以看到，次级两个半层和初级的两层磁场强度相同，它们就可以并联。图 6-8(b)和图 6-13 相似。图 6-8(c)的 2/3 初级和 2/3 次级也分成两段，所有层经过的磁场是相同的，可以更多层并联。

6.4.3 被动损耗

处于交变磁场中不通电导体的损耗称为被动损耗。

1. 无源导体的邻近效应

如果导体位于初次级之间高磁场强度区，即使导体不是线圈的一部分或不处在工作时间也会引起损耗。这种情况包括：线圈间电磁屏蔽，轻载或空载的次级线圈，如中心抽头暂不通电流的线圈，以及处于散磁区的线圈。

如果“无源线圈”的导体厚度和 Δ 差不多，磁场不能全部穿透。于是相等的相反电流在无源线圈的每一层的相反表面流通，净磁场强度为零。表面电流可能十分大，引起了明显的附加的线圈损耗。

减少和限制无源线圈损耗的措施：

- 将线圈放置到高交流磁场区外；
- 通过交错和采用宽窗口的磁芯，减少磁场强度；
- 采用更薄导体。例如屏蔽层铜带厚度为 $\Delta/3$ 。

法拉第屏蔽避免了初次级（更多次级）之间的耦合。而屏蔽总是处于最高磁场强度区。因为屏蔽层电流很小，导体厚度可能并应当远小于穿透深度 Δ 。

对于多次级，线圈安排的次序是最高功率次级最接近初级，而低功率次级远离最高磁场区。这样也可以附带减少有害的漏感对交叉调节的影响。如果初级线圈交叠在次级外边，线圈分段就更加困难。为此，图 6-14 是将最高功率次级分开成 S1，放在低功率次级 S2 之外。两个 S1 以及初级可以串联或并联，可获得理想的结果。

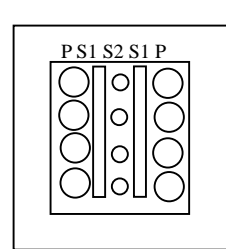


图 6-14 交错线圈分配

2. 尽量避免中心抽头线圈

在中心抽头线圈中，一边不工作，而另一边是导通的。这不仅窗口利用率（与桥式单线圈比较）不好，而且不工作线圈通常位于工作边与反向磁场线圈之间高磁场区，因而承受无源损耗。避免初级中心抽头线圈并不困难，可选择正激，桥式或半桥拓扑。但是，低电压次级，通常减少整流器压降十分重要，要求中心抽头线圈。如果采用了中心抽头（图 6-15(a)），同时导通的一半初级和次级应当安排在相互接近的地方。而另一半安排在一起（图 6-15(b)）。这样在不导通时，导通边合成磁场在无源区为零，不产生涡流。

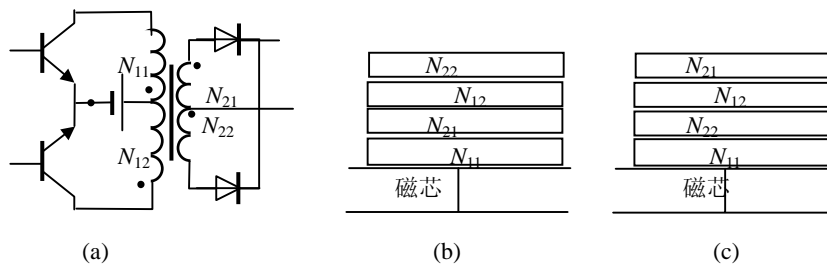


图 6-15 中心抽头线圈(a)的正确安放(b)和不正确安放(c)

对于反激变换器，初级和次级线圈不是同时有电流，为避免邻近效应，通常尽量减少层数，比一般推荐的高电流密度选择导线尺寸，采用利兹线，或更薄的铜带。这样虽然增加了直流电阻，但减少了图 6-9 的 F_R 值。

3. 减少散磁通

对于两半对合的磁芯，由于两半相等，留气隙时，在磁路中串联两个 $\delta/2$ 气隙（ δ —气隙总长度）—中柱 $\delta/2$ 和两个边柱两个并联的 $\delta/2$ 。磁位差分布如图 3-7(b)所示。可以看到，磁路中磁位差大，散磁严重。

高频磁芯线圈的散磁会带来以下的严重后果：1.散磁通引起周围电路的电磁干扰；2.散磁通引起周围电路损耗；3.散磁通引起铜箔线圈导体涡流，减少导体有效截面积，增加导体损耗，或引起导体局部过热。为此，一般将气隙设置在中柱上，磁位差分布如图 3-8(c)。

将气隙放置在中柱上，由图 3-8 可以看到，磁芯气隙附近存在边缘磁通，气隙越大，边缘磁通占端面磁通的比例越大，扩展的范围越大。气隙附近的线圈处于散磁通中，引起严重的涡流损耗。为了减少边缘磁通引起的涡流损耗，尽量减少气隙尺寸，气隙一般在 1~3mm 比较合理。为了减小体积，有时气隙选择比较大，为了减少散磁通，可将一个气隙分成多个气隙串联。例如将中柱分成 1~3 段，即 3~4 个小气隙，大大减少边缘磁通。也有人建议用磁粉芯材料代替空气隙，这样做理论上是可行的，但 2mm 的气隙，如果改用 $\mu_r=10$ 的磁粉芯材料填充时，需要 2cm 长。即中柱磨去 2cm，并预制 2cm 与中柱同截面的磁粉芯，工艺复杂，成本高。此外磁粉芯材料在高频时损耗严重。

6.5 线圈结构

根据电路拓扑和输入、输出参数就可以计算出电磁元件的设计参数。磁元件的损耗是线圈设计的出发点之一。图 6-16 是一个变压器铜损耗和磁芯损耗定性关系图。在给定绝缘等级和应用环境条件（温升）下，选取较高的 ΔB 值，可以减少匝数，但磁芯损耗 P_c 增加；线圈匝数减少，导线电阻减少，线圈损耗 P_w 下降；反之， P_c 增加，而 P_w 减少。变压器的总损耗 P 是两者之和。在某一个匝数 $N(B)$ 下有一个最小值，即当 $P_w=P_c$ 时变压器损耗最小，体积也最小。实际上，完全达到最优是困难的，但在图 6-16 虚线包围的范围内已相当满意了。

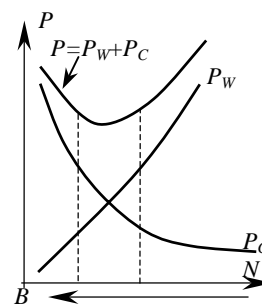


图 6-16 变压器损耗图

铁氧体线圈铜损耗与磁芯损耗之比一般在 4~0.25 范围内，相应的效率在 80~90% 内，90% 相应的比为 1。

线圈和磁芯损耗决定了磁元件的能量损耗，给定损耗下线圈的散热性能决定线圈的温升，而绝缘等级决定了温升限制，即最大允许温升，如果超过绝缘温升限制，将导致绝缘加速老化，缩短绝缘寿命。

6.5.1 绝缘、热阻和电流密度

1. 绝缘

为了避免导线之间短路和电气隔离，导线之间都加有绝缘材料。绝缘材料的寿命就是磁元件的寿命。绝缘材料绝大部分是有机化合物。在热的作用下，材料产生分解，挥发，导致绝缘性能下降，耐潮性变差和机械强度下降，这就是热老化。因此，热是绝缘材料老化的主要因素。在达到某一评定终结的情况下，材料在热作用下能工作的时间称为寿命。从寿命角度规定材料的极限工作温度。IEC规定绝缘材料7个耐温等级如表6-2所示。

表6-2 IEC 绝缘等级极限温度

绝缘等级	Y	A	E	B	F	H	C
工作温度/°C	90	105	120	130	155	180	>180

通常认为A到B级绝缘，热老化温度与寿命大致遵循8度率。即每增加8度，寿命减半。B以上等级不符合8度率。如H级每增加12度，寿命减半。广泛应用的寿命与温度的关系为

$$t = Ne^{\frac{b}{T}} \quad (6-13)$$

其中 t —热寿命(h);

T —绝对温度(k);

N, b —与材料性质有关的常数。A~B级 $N=1.3 \times 10^{-8}, b=1.14 \times 10^4$; 对于H级, $N=1.29 \times 10^{-8}, b=1.7 \times 10^3$ 。

根据采用的绝缘等级和环境温度 T_a ，就可以决定线圈的允许温升

$$\Delta T = T_{max} - T_a \quad (6-14)$$

式中 T_{max} —绝缘等级一般允许的最高温度。例如实际A级绝缘允许最高工作温度为90°C，这是平均温度，最高温度有可能达到等级极限温度。

T_a —环境温度(°C)，应当是工作环境温度。

如果磁芯材料采用非晶合金或磁粉芯，居里温度一般在250°C以上，磁特性的温度稳定性好，采用B级以上绝缘。铁氧体居里点一般在250°C以下，同时损耗曲线大约在100°C以上是正温度系数，即温度增加，损耗增加。一般磁芯平均温度控制在100°C以下，变压器热点温度不应当超过120°C，与其相应的绝缘一般采用E级绝缘，最高工作温度100°C左右。如果磁芯损耗与线圈损耗相等，自然冷却时温升40°C，磁芯比损耗为100mW/cm³。

2. 热阻

磁元件线圈的温升是线圈总损耗和它表面散热能力的综合结果。热阻有两个主要部分：热源（磁芯和线圈）和变压器表面之间的内热阻 R_i ，以及由变压器表面到外部环境的外热阻 R_{th} 。

内热阻主要取决于线圈物理结构。因为热源在整个变压器是分布的，很难定量决定。又因最高温度的“热点”，实际上产生很小的热量。 R_i 与由表面到内热点无关，是一个平均值。磁芯产生热的大部分（非环形）靠近变压器内表面。在线圈内产生的热分布在表面到内磁芯之间。虽然铜的热阻很低，但绝缘和空隙提高了线圈内的热阻。这些参数常常由经验决定。通常内热阻 R_i 远小于外热阻 R_{th} (除强迫通风外)。

外热阻 R_{th} 主要由通过变压器表面气流—自然对流还是强迫通风决定。自然冷却时 R_{th} 很大程度上取决于变压器表面积以及如何安装，和它周围空气流有否障碍。变压器安装在水平表面上，并且全部元件围绕它，或者安装在相当小的容器内， R_{th} 要比安装在垂直表面而有利于“烟囱效应”大得多。对于强迫冷却， R_{th} 可降低到很小数值，这取决于气流速度。此时内热阻 R_i 成为主要因素。强迫空气冷却，热阻与温升通常无关。在决定整机效率后，整机损耗也就决定了。根据整机分配到磁元件的损耗称为绝对损耗。因此整机效率是绝对损耗的决定因素。而温升是平均温升，也并非磁芯最热点温度与表面温度之差。

根据“热路”欧姆定律，温升和损耗的关系为

$$\Delta T = R_{th} P \quad (6-15)$$

式中 R_{th} —热阻 ($W/^{\circ}C$)。

虽然有不少文献介绍电磁元件的温升估算方法,但是尚无简单而精确的分析方法。精确计算可用有限元计算机分析。通常应用磁性元件热阻与表面辐射和自然对流散热经验关系计算温升,精度可在 $10^{\circ}C$ 以内。热阻的经验公式为

$$R_{th} = 295 A^{-0.7} P^{-0.15} \quad (6-16)$$

线圈温升为

$$\Delta T = R_{th} P = 295 A^{-0.7} P^{0.85} \quad (6-17)$$

式中 P —磁元件总的损耗功率(W);

A —磁元件的计算表面积 (cm^2)。

可见,热阻不仅与辐射表面有关,而且还与磁元件的耗散功率有关。有些磁芯生产厂列出不同规格磁芯的热阻 R_{th} 。通常中心柱上最热点比表面温度大约高 $10\sim 15^{\circ}C$ 。表面与周围空气较大的温度差使得表面更容易散热,即热阻更低。

例4 E55型磁芯,材料为3F3工作频率为200kHz、磁感应 B 为0.08T。铜损耗为3W。散热表面为 $106.5cm^2$ 。求线圈温升。

解:由磁芯材料3F3在 $100^{\circ}C$ 时单位损耗与磁感应关系中,查得0.08T时单位体积损耗为 $80mW/cm^3$ 。

从E55规格表中查的有效体积为 $43.5cm^3$ 。因此磁芯损耗为

$$P_w = 0.08 \times 43.5 = 3.48W$$

总损耗

$$P = P_c + P_w = 3.48 + 3 = 6.48W$$

根据式(6-17)得到

$$\Delta T = 295 A^{-0.7} P^{0.85} = 295 \times 106.5^{-0.7} \times 6.48^{0.85} = 55^{\circ}C$$

上述计算比较麻烦,作为粗略计算可用以下经验公式

$$R_{th} = \frac{800}{A_s (cm^2)} (^{\circ}C/W) \quad (6-18)$$

式中 A_s —磁元件总的外表面面积,包括安装面积。计算表面面积很花费时间,如果采用EE一类磁芯—EC、ETD、PM、PR等,对于这些系列磁芯的表面积近似为窗口面积的22倍,如果从磁芯手册查得 A_w ,就可以计算热阻

$$R_{th} = \frac{36}{A_w (cm^2)} (^{\circ}C/W) \quad (6-18a)$$

对于PQ或罐型,窗口比较小, $A_s/A_w = 25\sim 50$,则 $R_{th} = (16\sim 32)/A_w$ 。实际温度用电偶或电阻法检测。

3. 电流密度

线圈损耗为

$$P_w = RI^2 = \frac{\rho_l l}{A_{cu}} I^2 = j\rho_l lI \quad (6-19)$$

式中 $R = \rho_l l/A_{cu}$;

I —流过线圈电流的有效值;

$j = I/A_{cu}$ —电流密度;

A_{cu} —铜导线截面积;

ρ_t —温度 t 时的电阻率;

l —线圈总长度。

I —为所有线圈各个电流的有效值和其线圈长度的乘积之和。

可见线圈的功率损耗与线圈的电流密度成正比。电流密度越大，线圈损耗越大。低频时，A级绝缘，选择电流密度为 $2.5\sim 3\text{A/mm}^2$ ($250\sim 300\text{A/cm}^2$)。E级电流密度为 4.50A/mm^2 。开关电源中，磁性元件一般体积较小，表面体积比大，散热容易，在自然冷却条件下，一般选取电流密度在 $4\sim 6.5\text{A/mm}^2$ 。而模块电源中，磁器件有良好的散热条件，一般电流密度达到 8A/mm^2 ，甚至达到 10A/mm^2 。

电流密度选择高，导线截面积小，相同窗口绕更多的导线。但导线电阻大，铜损耗大，当自然冷却温升超过绝缘等级最高允许值时，应当考虑采用强迫风冷。但是，功率较大时，高的电流密度引起高损耗，降低了整个变换器效率。一般从效率出发，将损耗功率分解到各个元件，根据磁元件分配到的耗散功率，并使得 $P_W = P_C$ 选取相应线圈的电流密度。

6.5.2 计算有效值电流

线圈发热是功率损耗引起的。在高频情况下，交流分量电流产生交流电阻损耗，直流分量产生直流电阻损耗。总损耗是两者之和。因此计算线圈损耗前应当计算线圈电流的有效值。

在开关电源中，有如图 6-17 几种可能的电流波形。其峰值 I_p ，平均值 I_{dc} 和有效值 I 关系分别计算如下：

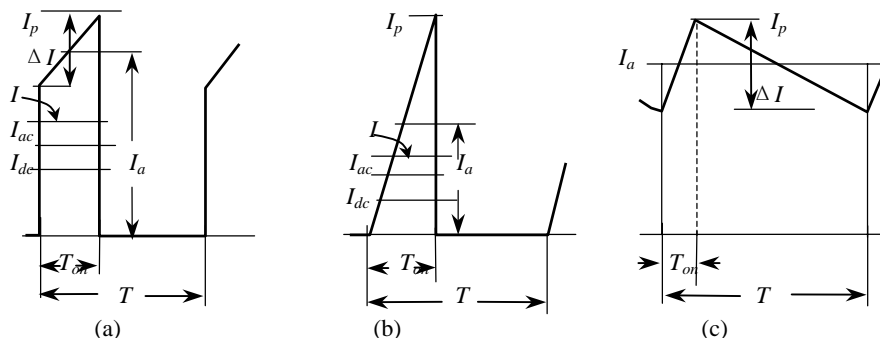


图 6-17 开关电源中典型的电流波形的峰值 I_p 、平均值 I_{dc} 、交流分量 I_{ac} 和总有效值 I

1. 梯形波

开关电源中最常见的电流波形是梯形波(图 6-17(a))。例如推挽变压器初级电流，正激变压器初级和次级电流，电感电流连续模式单端反激变压器初级电流等等。高电平时间定义为 T_{on} ，周期为 T ，峰值电流为 I_p ，脉动分量为 ΔI 。占空度 $D = T_{on}/T$ ，梯形波中值 $I_a = I_p - \Delta I/2$ ，电流波形的表达式为

$$i = I_a - \frac{\Delta I}{2} + \frac{\Delta I}{T_{on}}t \quad (0 < t < T_{on}) \quad (6-20)$$

$$i = 0 \quad (T_{on} < t < T)$$

电流平均值，即直流分量 I_{dc} ：

$$I_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} i dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} \left(I_a - \frac{\Delta I}{2} + \frac{\Delta I}{T_{on}}t \right) dt = DI_a \quad (6-21)$$

电流总有效值 I ：

根据有效值定义

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} \left(I_a - \frac{\Delta I}{2} + \frac{\Delta I}{T_{on}}t \right)^2 dt}$$

$$= \sqrt{D \left(I_a^2 + \frac{(\Delta I)^2}{12} \right)} \quad (6-22)$$

令 $\Delta I/2 = kI_a$, 一般满载时, $k=0.05\sim 0.2$, 代入上式, 近似得到

$$I = I_a \sqrt{D} \quad (6-22a)$$

交流分量的有效值

$$I_{ac} = \sqrt{I^2 - I_{dc}^2} = \sqrt{DI_a^2 - D^2 I_a^2} = I_a \sqrt{D(1-D)} \quad (6-22b)$$

如果图 6-17(a) 电流波形顶部向右倾斜, 电流计算和式 (6-21~6-22) 相似。这是一般处于关断时间, 只是将式中 D 换成 $1-D$ 。

(2) 断续三角波

三角波电流波形(图 6-17(b))通常出现在电感电流断续状态。根据式(6-20)~(6-22)可以得到三角波各个电流关系。

$$\text{电流平均值} \quad I_{dc} = \frac{DI_p}{2} \quad (6-23)$$

$$\text{电流总有效值} \quad I = \sqrt{\frac{DI_p^2}{4} + \frac{DI_p^2}{12}} = I_p \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (6-23a)$$

$$\text{交流分量有效值} \quad I_{ac} = \sqrt{\frac{DI_p^2}{3} - \frac{D^2 I_p^2}{4}} = I_p \sqrt{\frac{D}{3} - \frac{D^2}{4}} \quad (6-23b)$$

(3) 连续三角波

电感电流连续时波形如图 6-17(c)。它是直流分量和一个幅度 $\Delta I/2$ 的三角波叠加而成的。

电流平均值

$$I_{dc} = I_a \quad (6-24)$$

$$\text{电流总有效值} \quad I = \sqrt{I_a^2 + \frac{(\Delta I)^2}{12}} \approx I_a \quad (6-24a)$$

$$\text{交流分量有效值} \quad I_{ac} = \frac{\Delta I}{2\sqrt{3}} \quad (6-24b)$$

其它波形按照上述方法求得平均值, 总有效值, 交流分量有效值。根据直流分量计算直流电阻损耗; 按交流分量和交流电阻计算交流损耗。按总有效值选择导线尺寸。

6.5.3 窗口充填系数 k_w

窗口充填系数定义为线圈铜占有的总面积与窗口面积之比:

$$k_w = \frac{\sum NA_{cum}}{A_w} \quad (6-25)$$

式中 A_w —磁芯窗口面积;

$\sum NA_{cum}$ —窗口中所有线圈的匝数 N 与对应导线截面积 A_{cum} 乘积之和。

k_w 大小与电压等级、环境条件和工艺结构等因素有关。

电压等级越高, 环境愈恶劣, 绝缘要求越高, 绝缘占据的窗口面积愈大。图 6-18 是一个 E 型磁芯变压器线圈结构图的例子。线圈一般由一个骨架, 带骨架的线圈放置中柱上。按 1/2 初级一次级—1/2 初级次序绕在骨架上。在两半个初级和次级之间, 各有一个屏蔽层, 一般在线圈和线圈间, 线圈和屏蔽间都要放置绝缘, 层与层之间也要加垫绝缘, 导线外包绝缘层保证导线间电气隔离。线圈最外层包裹绝缘保护线圈。最后, 一般线圈还要浸漆, 提高散热能力。线圈绝缘要求参看 10.6 节。国际上规范 IEC65 和 VDE0860 规定了绝缘安全要求, 在线圈间应有 3 层绝缘, 初级和次级线圈两端部绕过绝缘的爬电距离为 6~8mm。特别是低功率小磁芯变压器, 这个规定丧失了近 1cm 的窗口宽

度,严重影响窗口的利用率。分隔距离增加,也导致初级和次级漏感的增加。如果采用三重绝缘导线,可不考虑爬电距离。

线圈绕制工艺也对充填系数有很大影响。对于圆导线一般有层绕,间绕和乱绕,如图 6-19 所示。图(a)和(b)中导线骨架的一端(除去留边—一般 2mm)整齐排绕到另一端(也除去 2mm),再回绕第二层。图(a)层叠式是上层导线正好叠在下层导线上,只有导线直径大于 0.3mm 才能采用这种规则绕法。而图(b)间叠式是上层导线每匝叠在下层每匝导线之间。从理论上说,这种情况每匝占有的窗口高度为 $0.866d_1$, d_1 为包括绝缘层的导线直径。一般导线直径大于 0.8mm 的导线才能间叠绕。不可能精确间叠绕,实际占窗口高度也要大些,大约为 $0.9\sim 0.95 d_1$ 左右。直径在 0.3mm 以下的导线手工排线困难,只能采取乱绕,空间利用率差。最好用自动绕线机绕。

层叠式和间叠式下层开始和上层的电位差(V/匝)很大时,可能引起层间击穿,一般要加层间绝缘。圆导线即使排列整齐,导线间间隙也有 21%。为减少集肤效应和邻近效应,采用利兹线绕制线圈和乱绕一样,窗口利用率更差。利兹线—多股绞线细导线绝缘相对铜面积比例加大,进一步降低窗口利用率。

如果是带料,一般是裸带,必须加层间绝缘。厚度在 0.1mm 左右铜带绕制还比较伏贴,较厚的铜带绕制时,线圈有较大的弧度,窗口利用率差,特别是矩形截面磁芯,利用率更差。矩形扁导线有较好的空间利用率,但开关电源很少应用。可见无论那种方式绕线,导线之间,层与层之间都有间隙。绝缘也是间隙的一部分。充填系数比较低,一般在 0.25~0.5 左右。

6.5.4 电路拓扑

从磁芯窗口利用的观点出发,桥,半桥的变压器大部分时间整个线圈流过电流,初级线圈的利用率最高。正激变换器线圈利用率低些,因为线圈导通时间少于 50%,与桥或半桥输出功率相同时,初级峰值电流高。中心抽头线圈窗口利用差,因为只有一半导电是另一半不工作。

为平衡初次级之间的损耗,正激变换器、中心抽头初级带有中心抽头次级的变压器初级和次级线圈总的铜的截面积应近似相等。半桥和全桥初级和带有中心抽头次级,初级总的铜面积应为总窗口 40%,而总次级为 60%。

6.6 线圈间电容和端部电容

1. 线圈间电容和屏蔽

线圈间电容是引起开关初级到次级之间共模噪声的通道。在减少漏感和涡流损耗时,要求线圈交错绕,宽窗口,初次级空间尽量紧凑等都增加了线圈间电容。

为了减少初级和次级之间的电的耦合,可采用恰当的屏蔽措施(图 6-18)。用薄铜带或金属绝缘膜隔离围绕在初级和次级之间,构成电气屏蔽。屏蔽必须本身绝缘,不能构成短路匝。因为屏蔽总是处于高磁场强度区,屏蔽层厚度必须远小于 Δ ,一般为 $\Delta/3$,避免被动涡流损耗。屏蔽应当以最小的引线电感直接焊接到变压器初级线圈的“静止”(输入电源+或-)电压端或大地。才能起到屏蔽作用。

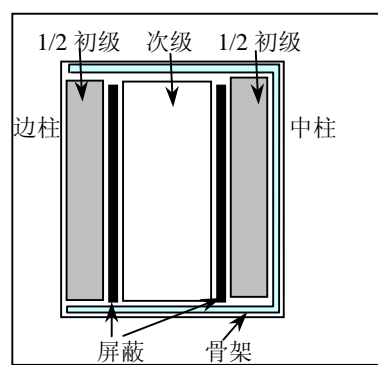
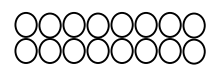
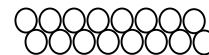


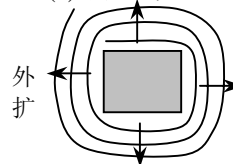
图 6-18 变压器线圈结构图



(a) 层叠式



(b) 间叠式



(c) 带料卷绕

图 6-19 导线绕制

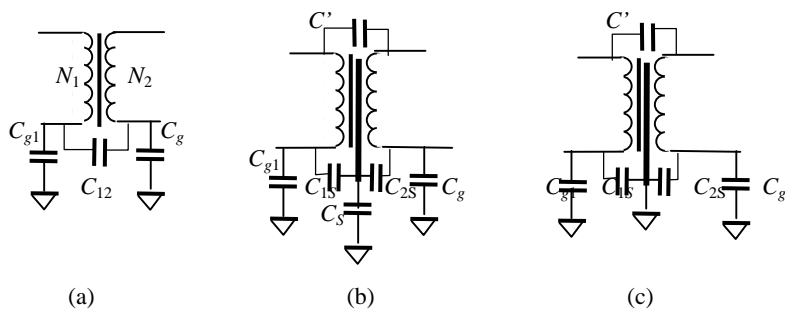


图 6-20 变压器屏蔽

在图 6-20 中变压器初级和次级间线圈间电容为 C_{12} 。初级和次级对地电容分别为 C_{g1} 和 C_g 。加入屏蔽后，初级和次级到屏蔽的电容分别 C_{1S} 和 C_{2S} 。剩余电容为 C' 。如果初级开关电压为 U_{i1} ，无屏蔽时在次级的干扰电压为

$$U_2 = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_g} U_{i1} \quad (6-26)$$

加入屏蔽不接地时,屏蔽与地之间电容为 C_S 。从图中可以看出,如果金属屏蔽上干扰电压为 U_S ,则次级接收到的干扰电压为

$$U'_2 = \frac{C_{2S}}{C_{2S} + C_g} U_S \quad (6-27)$$

而

$$U_S = \frac{C_{1S}}{C_{1S} + C_S + C_{2S} C_g (C_{2S} + C_g)} U_{i1} \quad (6-28)$$

将式 (6-28) 代入式(6-27)中得到

$$U'_2 = \frac{C_{1S} C_{2S}}{[C_{1S} + C_S + C_{2S} C_g (C_{2S} + C_g)](C_{2S} + C_g)} U_{i1} \quad (6-29)$$

如果 $C_{1S} \gg C_S$ 和 $C_{1S} \gg (C_g // C_{2S})$ 时, 有

$$U_2'' \approx \frac{C_{2S}}{C_{2S} + C_g} U_{i1} > U'_2 \quad (6-30)$$

可见,不但不起屏蔽作用,还加强了干扰。如果屏蔽良好接地,即 $C_S \approx \infty$, $U_S=0$, $U'_2=0$ 。实际上,屏蔽不是无限大,也并非无缝隙的封闭体,在初级和次级间还存在剩余电容 C' , 因此,在次级仍有干扰电压:

$$U_2''' = \frac{C'}{C' + C_{2S} + C_g} U_{i1} \approx \frac{C'}{C_{2S} + C_g} U_{i1} \quad (6-31)$$

因为 $C' \ll C_{2S}$, 初级对次级的干扰大大减少。同理可求得次级对初级的干扰。同样被屏蔽大大衰减。因此,可靠接地是非常重要的。当初级或次级有很高的瞬态电压时,往往采用双重屏蔽。根据线圈安排,选择屏蔽接地点。常见初级接在输入电压“+”端。输出接在输出“-”端。

在初级开关时,初级到屏蔽的电容的充电电流损耗在开关中。

2. 端部之间电容

端部之间电容也称为分布电容。在高压线圈中,线圈来回绕成许多层。上一层的末尾与下一层的开头之间存在电容,交流电位差大,形成旁路电流。此等效电容与线圈并联。在变压器中,初级分布电容会与互感和漏感引起串联和并联谐振。次级在二极管反向恢复时与漏感引起振荡和尖刺。在滤波电感中,端部电容,上述谐振,通过开关电源的高频分量传输到输出。在低压和低阻抗线圈中可以忽略端部电容。单层线圈端部电容很小。

在射频滤波阻流圈的多层线圈中,采用按磁芯长度方向分段绕,或采用蜂房式绕法,端部电容可大大减少,似乎对开关电源磁元件是不实际的。可以采用如图 6-21 所示的梯式线圈减少端部电容。梯式线圈因为接近的匝数电压低,接近匝间电容很小,比习惯的来回绕电容影响小得多。

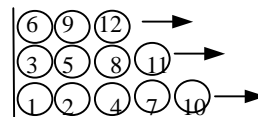


图 6-21 梯式线圈

本章要点:

- 可将单导线看作导体内无限根平行并联导线。高频电流仅在接近表面的导线中流通，而不在中心导线中流通，称为集肤效应。集肤效应时导线有效截面积减少。
- 在一对厚于 Δ 的导体或线圈中，流过相反的高频电流时，高频电流仅在相互最接近的两导体整个表面流通。导体其它部分没有电流，也没有磁场。
- 厚于穿透深度 Δ 的导体处于高频磁场中，在导体中产生涡流，引起涡流损耗。称为被动线圈。
- 变压器的漏感不仅与初级和次级线圈相对位置有关，而且与初级的匝数有关。线圈间磁场强度越大，漏感越大。分段交错绕制线圈不但减少漏感，而且还减少邻近效应引起的交流电阻。变压器初级和次级线圈相互紧密靠近，以减少漏感和外部杂散磁场。将线圈尽可能放置在气隙上或接近气隙，避免外磁路间大的磁位差，产生很大杂散磁场。
- 必须用缓冲和箝位吸收漏感能量，通常导致负载相关的损耗。漏感还使多路输出间交叉调节变坏。
- 多层线圈连接成并联，如果处理不当，高频电流仅流过外层的内表面或内层的外表面，达不到平均分配电流的目的。要使并联成功，并联的各层线圈，应处于相近的磁场强度。
- 如果多层连接成串联，在所有线圈必须流过相同的电流，但是，如果层的厚度大于 Δ ，很大的反向高频电流在每层的内、外表面流通。随着层数的增加层的表面电流指数增加。
- 当导体尺寸大于穿透深度时，利用道威尔（Dowell）曲线将导体分成小直径的导线并联（利兹线），达到 $R_{AC}/R_{DC}=1.5$ 。但增加了空间和绝缘，增加了直流电阻，分得太细增加了层数，往往适得其反。
- 用最大宽度的窗口和/或交错线圈减少漏感和涡流。这带来增加线圈间电容的弊病。
- 安全标准要求增加绝缘强度，增加层间绝缘和端部留边，尤其是高压变压器。恶化了窗口充填系数，应考虑采用三重绝缘导线。
- 最高输出功率的次级线圈应当与初级线圈紧耦合。避免低功率线圈处于初级与高功率次级间的高磁场强度区。
- 尽量避免中心抽头初级。如果能避免中心抽头次级也是很好的。
- 线圈的允许温升是由采用的绝缘和磁性材料决定的。一定磁芯的规格可根据经验公式就可决定线圈允许损耗。当线圈损耗等于磁芯损耗时，总损耗最小，磁元件体积最小。
- 导线截面积由电流的有效值和允许的电流密度决定。

参考文献

1. 《Unitrode Magnetics Design Handbook》—Magnetics Design for Switching Power Supplies Lloyd H. Dixon
2. 《Switching Power Supply Design》Abraham I. Pressman Second Edition McGraw-Hill 1998
3. 《电力电子技术》丁道宏 航空工业出版社 1998
4. 《电子变压器手册》电子工业出版社
5. 《电磁兼容性结构设计》吕仁清 蒋全兴 东南大学出版社 1990
6. 《Magnetics》Handbook
7. 《交换式稳压器设计要诀》林新康 台湾建宏出版社 1991

第七章 功率变压器设计

本章将讨论正激、桥式、半桥和推挽变压器设计。反激变压器（实际上是耦合电感）在第八章讨论。

设计变压器时，应当预先知道电路拓扑、工作频率、输入和输出电压、输出功率或输出电流以及环境条件。同时还应当知道所设计的变压器允许多大损耗。总是以满足最坏情况设计变压器，保证设计的变压器在规定的任何情况下都能满意工作。

7.1 变压器设计一般问题

7.1.1 变压器功能

开关电源中功率变压器的主要目的是传输功率。将一个电源的能量瞬时地传输到负载。此外，变压器还提供其它重要的功能：

- ①通过改变初级与次级匝比，获得所需要的输出电压；
- ②增加多个不同匝数的次级，获得不同的多路输出电压；
- ③为了安全，要求离线供电或高压和低压不能共地，变压器方便地提供安全隔离。

7.1.2 变压器的寄生参数及其影响

在第二章讨论了理想变压器和实际变压器，它们的区别在于理想变压器不储存任何能量—所有的能量瞬时由输入传输到输出。实际上，所有实际变压器都储存一些不希望的能量：

- ①漏感能量表示线圈间不耦合磁通经过的空间存储的能量。在等效电路中，漏感与理想变压器激励线圈串联，其存储的能量与激励线圈电流的平方成正比。
- ②激磁电感（互感）能量表示有限磁导率的磁芯中和两半磁芯结合处气隙存储的能量。在等效电路中，激磁电感与理想变压器初级线圈（负载）并联。存储的能量与加到线圈上每匝伏特有关，与负载电流无关。

漏感阻止开关和整流器电流的瞬态变化，随着负载电流的增加而加剧，使得输出的外特性变软。在多路输出只调节一路输出时，因存在初级漏感，其它开环输出的稳压性能变差。互感和漏感能量在开关转换瞬时引起电压尖峰，是EMI的主要来源。为防止电压尖峰造成功率开关与整流器的损坏，电路中采用缓冲或箝位电路抑制电压尖峰。缓冲和箝位电路虽然能抑制尖峰电压，为了可靠，还需选择高电压定额的器件；如果缓冲和箝位电路损耗过大，还必须应用更复杂的无损缓冲电路回收能量。即使这样，缓冲电路中元件不是无损的，环流损失相当多的能量。总之，漏感和激磁电感降低变换器的效率。因此，通常在设计变压器时，应尽量减少变压器的漏感，详细参看第六章。

有些电路利用漏感和互感能量获得零电压转换(ZVT)，但在轻载时漏感能量很小；而互感大小较难控制，主要通过控制两半磁芯装配气隙大小控制激磁电感。

7.1.3 温升和损耗

在设计开关电源开始时，根据输出功率，输出电压和输出电压调节范围、输入电压、环境条件等因素，设计者凭经验或参照同类样机，给出一个可能达到的效率，由此得到总损耗值。再将总损耗分配到各损耗部件，得到变压器的允许损耗。

变压器损耗使得线圈和磁芯温度提高，线圈中心靠近磁芯表面温度最高，此最大“热点”限制了变压器的温升。根据式(6-15)，温升 ΔT (°C)等于变压器热阻 R_{th} (°C/W)乘以功率损耗 P (W)：

$$\Delta T = R_{th} P$$

在一般工业产品中，民用环境温度最高为40℃。变压器内部最高温度受磁芯和绝缘材料限制，如果采用铁氧体与A或E级绝缘，变压器温升一般定为40~50℃温升。其内部热点温度为100℃。如果温升过高，应当采用较大尺寸的磁芯。如果要求较小的体积，应当采用合金磁芯和高绝缘等级的绝缘材料，允许较高温升，但使效率降低。

变压器损耗分为磁芯损耗和线圈损耗，很难精确预计。磁芯损耗包括磁滞损耗和涡流损耗。线圈损耗包括直流损耗和高频损耗。引起变压器温升主要是稳态损耗，而不是瞬态损耗。

1. 磁芯损耗

(1) 磁芯磁滞损耗与频率和磁通摆幅有关。在所有II类和III类磁芯工作状态(正激和推挽类拓扑)中， $U_o = DU_i/n$ ($n=N_1/N_2$ —变压器变比)。当工作频率固定，伏秒积即磁通变化量是常数，所以磁滞损耗是常数，与 U_i 和负载电流无关。

(2) 磁芯涡流损耗实际上即磁芯材料的电阻损耗 I^2R 。涡流大小正比于磁通变化率，即与变压器伏/匝成正比。因此，如 U_i 加大一倍，涡流增加一倍，峰值损耗 I^2R 增加4倍；如保持输出稳定，占空度下降一半，则平均损耗 I^2R 增加一倍。可见磁芯涡流损耗正比于 U_i ，最坏情况是最高电压。磁芯涡流损耗还与磁芯结构有关，如果磁芯由相互绝缘的叠片或几块较小的截面组成，涡流比整体小。

2. 线圈损耗

低频线圈损耗是容易计算的。但高频线圈涡流很难精确确定，因为开关电流矩形波包含高次谐波。在正激或推挽类拓扑中，如果斜坡分量是斜坡中心值的1/5时，次级峰值电流可近似等于负载电流，而峰值初级电流等于负载电流除以匝比：

$$I_{2p} = I_o$$

$$I_{1p} = I_{2p} / n$$

峰值电流与 U_i 无关。而在峰值电流为常数时(负载不变)，有效值电流的平方，即线圈损耗(I^2R 损耗)正比于占空度 D ，反比于 U_i 。(对于峰值电流不变，高次谐波主要由开关瞬态引起的， D 无明显变化)。线圈损耗在低 U_i 时总是最大。

3. 铁氧体磁芯

开关电源变压器磁芯大多数应用铁氧体材料。在III类工作状态，50kHz以下，大多数功率铁氧体材料磁通密度可以选取0.16T。而在50kHz以上，磁芯损耗与频率1.6~2次方、与磁通摆幅为2~2.7次方关系。工作磁通密度摆幅应随频率升高而下降(图4-20)。一般在给定的工作频率下，按比损耗100~200mW/cm³选取磁通密度摆幅。

在200~300kHz以下，磁滞损耗为主。在更高频率时，因为涡流损耗随频率平方(相同磁通摆幅和波形)上升，超过磁滞损耗。在200~300kHz以下，由于线圈损耗高，变压器最坏情况是低电压和满载。一旦磁芯的涡流损耗变得明显时，特别在高 U_i 时，涡流损耗将随频率迅速增加。在第四章手册中材料损耗曲线(例如图4-20)是正弦波激励下试样取得的，没有给出高压脉冲，小占空度的损耗曲线。在低 U_i 时，电流增大，要求导线截面增大，邻近效应严重，线圈损耗也随频率上升。为了维持合理的 $R_{ac}/R_{dc}(F_R=1.5)$ ，必须采用扭绕的多股细导线或利兹线。多股线的绝缘和线圈间空隙减少了窗口充填系数。因此，高频时，涡流损耗占统治地位，磁芯损耗最坏情况是高 U_i 和满载，线圈最坏情况是低 U_i 和满载。

4. 带料合金磁芯

带料合金涡流为主，与铁氧体高频情况相同，磁芯最坏情况是高 U_i 和满载。线圈最坏情况是低 U_i 和满载。

在第六章中已经讨论了损耗最佳分配：当磁芯损耗等于线圈铜损耗时磁元件体积最小。在高频开关电源中，通常磁芯损耗限制了磁感应选取，工作磁感应往往远小于饱和磁感应。实际上，磁芯

损耗与线圈损耗相近时，总损耗在较宽的范围内最小。同时应使所有线圈的电流密度近似相等，才能使线圈损耗最小。半桥或全桥变压器线圈利用最好，而中心抽头次级利用较差，如有效值电流密度近似相等，此时初级占有效窗口的40%，次级占60%。在其他情况下，初次级导体面积比各占50%：正激变换器（单端初级/次级），中心抽头初级/中心抽头次级，全桥，半桥初级/全桥次级。以上的配置是不可能达到的，因为每个线圈的匝数必须是整数。在低压次级，磁芯与线圈损耗最佳平衡设计需要1.5匝。如用1匝，磁通变化量和磁芯损耗可能太大；用两匝线圈损耗太大，在两个极限情况下，不可能满足温升和绝对损耗限制。解决问题的办法是选取大一号磁芯。

当磁芯选定以后，由式（6-16）决定热阻。初始设计时，如选用E类磁芯，可不考虑损耗功率的影响，直接应用式（6-18）决定热阻。

7.1.4 充填系数

这在第六章讨论过，在设计时应记住：

- ①高压时，为满足安全绝缘要求，线圈端部有留边、爬电距离，以及绝缘厚度限制占窗口面积很大的百分比，小变压器更严重。骨架进一步减少了窗口有效面积。可考虑采用加重绝缘的绝缘导线—如三重绝缘导线，可不必预留爬电距离。
- ②导线形状不同，窗口利用不同。圆导线间排比叠层排列充填系数高，但线圈导线之间的空隙和导线绝缘占据较大窗口面积。即使用全部圆绝缘导线组成的单线圈，铜截面积也仅占骨架窗口的70~75%。对于利兹线，铜面积进一步减少。多股绞线，附加75%（近似）系数。例如，7根7股利兹线圈铜面积是 $0.75 \times 0.75 \times 0.75 = 42\%$ 。铜箔或带多层线圈没有空隙，仅匝间绝缘。骨架窗口的线圈利用率高达80~90%铜面积。实际上，铜箔或铜带绕制时不可能绕制得非常伏贴，一般利用率在0.35~0.5之间。考虑到层间绝缘，骨架，屏蔽以及爬电距离等因素，一般实际窗口总利用率在0.25~0.5之间。

7.1.5 电路拓扑

尽管各种功率电路拓扑适用一定的范围，但也不是绝对的，大多数情况下相互覆盖的。电路拓扑的选择对变压器设计有决定性影响，详细讨论不属于本书范围。

反激电路（反激变压器在第八章）主要用于功率范围0~150W，单端正激变换器范围在50~500W，半桥从100W到1000W，而全桥应用于500W以上。以上范围不是绝对的，实际产品中有低压输入的1500W的反激变换器。

次级桥式整流的全桥和半桥变换器变压器利用率最好，因为磁芯是双向磁化，而线圈在整个导通时间都流过电流，线圈充分利用。带有中心抽头次级，在一个周期中，总有一个线圈在导通期间没有电流，线圈利用率和效率降低。中心抽头初级和次级，线圈和磁芯利用率进一步降低。所有推挽拓扑的优点是在给定开关频率，相同纹波滤波和闭环能力时，变压器和线圈工作频率是一半，减少了磁芯和交流线圈损耗。

正激变换器变压器利用率和效率最不好，因为无论是线圈或磁芯最大工作时间也只有半个周期。

7.1.6 频率

在开关电源中“频率”有几个含义，且容易发生混淆。在本书中，“开关频率” f_s 定义为开关驱动脉冲的频率。它是输出滤波，输出纹波和输入电流纹波频率，是控制回路设计的重要依据。在单端正激变换器功率电路中，功率开关，变压器和输出整流器都工作在开关频率，不会发生混淆。变压器工作频率和开关频率相同。

“时钟频率”是控制IC芯片产生的时钟脉冲频率。通常，开关频率与时钟频率相同，但不总是这样。偶尔，控制IC芯片经分频获得低的开关频率。特别将推挽IC控制芯片用于单端正激变换器，仅用两个开关驱动中的一个，保证最大占空度不超过50%。在这种情况下，开关频率是时钟频率的一半

通常发生混淆是推挽类拓扑。推挽类（推挽，半桥和全桥）功率电路每个功率开关以1/2时钟频率驱动，电路的开关频率就是时钟频率。变压器和单个功率开关和单个整流器都以“变压器频率 f_T ”工作，它是开关频率的一半。电路输出滤波工作在开关频率。

7.1.7 占空度

占空度 D 定义为功率开关导通时间 T_{on} 与开关周期 T 的比： $D=T_{on}/T$ 。

在单端正激变换器中，这很容易明白。但在双端双路交错正激和推挽类变换器中，时常发生混乱。例如，双端双路交错正激变换器中，对于每一路，在输入电压最低 U_{imin} 时最大占空度约为0.45，每路变压器在45%时间内传输功率，传输总功率的一半。而对输出滤波电感占空度则为0.9。在半桥电路工作于最低电压时，占空度接近90%（ $D=0.9$ ）。变压器在90%的时间传输功率，90%时间电压脉冲加在输入滤波器上等等。但对于单个功率开关和单个整流器，总是交替导通，占空度仅45%。输出滤波器可以看成 $D=0.5T_{on}/0.5T=T_{on}/T$ 。在整个电源设计中，应保持 D 的定义一致。

正激或推挽类变换器稳态时，当输入电压变化时，反馈控制电路根据输入电压的变化反比改变占空度 D ，以维持输出电压的稳定 $U_o=U_2'D$ 。 $U_2' \approx U_i/n$ —滤波器输入电压，等于变压器次级电压减去整流二极管压降。因此

$$U_i T_{on} = \frac{U_i D}{f_s} = \frac{n U_o}{f_s} \quad (7-1)$$

式中 $f_s=1/T$ —开关频率。当输出电压恒定时，稳态情况下变压器线圈上的伏秒为常数，与电网电压和负载电流无关。当输入电压最低（ U_{imin} ）时，占空度最大，还要考虑到以下对最大占空度的限制：

- ①根据输出电压调节范围，在输入电压最低时应保证输出最高电压。即最大占空度。在最高输入电压、轻载时最小占空度。
- ②正激变换器的变压器，在每个开关周期中导通磁化后必须使磁芯复位。如果复位反向电压被 U_i 箝位，同时复位线圈与初级线圈匝数相等，必须限制最大占空度小于50%，因为复位所需时间等于导通时间，同时还应当加上功率开关的关断延迟时间。在推挽类变换器中（桥式，半桥，推挽）占空度接近100%。在互补开关转换时关断延迟使得开通与关断晶体管共导通，必须设置死区。占空度应小于1。
- ③实际电路中，存在整流二极管压降，初级和次级线圈电阻，滤波电感电阻以及功率开关压降，也影响极限占空度 D_{lim} 选择。
- ④如果在低输入电压 U_i 正好达到最大占空度极限值 D_{lim} ，当出现突加负载时，调节器没有备份的伏秒能力，不能响应负载的突变，造成电压较大的跌落。因此希望 $D_{max} < D_{lim}$ 。
- ⑤在电源启动或突加负载时，瞬时造成输出电压跌落。反馈电路将占空度推向 D_{lim} 。由于输出滤波电感限制了输出电流的上升率，以致于在好几个开关周期工作在极限 D_{lim} 。如果输入又是最高电压 U_{imax} ，变压器伏秒比正常大几倍，即磁通变化量比额定变化量大几倍，可能使磁芯饱和。增加磁芯损耗不是个问题—因为瞬时工作。如果限制最大伏秒与稳态时伏秒相近，且因工作磁通密度受损耗限制远小于饱和磁通密度 B_S （对于正激是 B_S-B_r ），这不成问题。例如限制的伏秒比额定的伏秒为3:1，如 $\Delta B=0.08T$ ，3倍 $\Delta B=0.24T < B_S$ 。

如果存在这个问题，在电路中可采用软启动，软启动并不影响快速增长的负载。绝大部分控制芯片没有伏秒限制功能，具有软饱和特性功率磁芯材料可容忍磁芯饱和，不至于产生过大的磁化电流。但对陡峭饱和的矩形回线材料，这似乎是个灾难。解决办法是选择磁感应摆幅小到在不正常情况下不会饱和。

7.1.8 匝数和匝比选取

初级一般电压较高，调整初级匝数和匝比不困难。次级一般匝数较少，工作频率越高，次级有可能只有一匝，甚至少于一匝，如果取整，带来很大匝比误差，同时引起相关问题。

1. 匝数的取整

在输出电压比较低时，例如5V，甚至1V左右，限制了匝数和匝比的选择。5V输出次级可能是1匝或2匝，每个线圈阶差1或2匝。计算结果1.5匝，取整可能选择2匝，为保持原来的匝比，所有线圈匝数增加25%。相同尺寸的磁芯和窗口，要在原来的窗口中绕不下总线圈。如加大了电流密度，大大增加了线圈损耗。反之，选择1匝，但磁芯中的磁通密度增加1/3，磁芯损耗可能增加一倍。

虽然没有通用的快速的选择每个线圈最优匝数的方法，但有一般规律可循。首先，决定额定 $U_i D$ 时达到希望输出电压的线圈之间的理想匝比。接着，在选择某磁芯尺寸后，求得匝比和匝数，但不是实际需要的整数。在取整数匝前最好折衷处理，试试几个可能。从最低电压次级开始，因为小的数字整数化百分比最大。特别是如果低输出电压的次级输出最大负载功率，而主控制回路调节的也是低压输出，最低电压次级匝数上升或下降对整个线圈影响最大。匝数下降将增加磁芯损耗，上升将增加线圈损耗。如果增加的损耗太大，必须重新选择磁芯，以便仅需要很少变动就可调整到整数匝。

多低压次级匝数和匝比选择更加困难。例如12V和5V次级希望匝比是2.5:1，很容易做到5V的次级2匝，12V为5匝。但如果5V次级仅1匝，那么12V次级仅可选3匝，这样使铜损耗增加很大。这个问题可通过分数匝比解决。

较高电压次级因匝数多取整数困难较少。但一般是开环，电压精度和负载效应使稳压性能变差，通常需要一个后继线性的或开关调节器。应用较多的是磁调节器。

2. 分数匝

现代集成电路供电电压越来越低，例如1.2~1.8V，工作频率在100kHz以上时，计算出的变压器的匝数很少，例如1匝，或少于1匝，而且常常不是整数。如果取整数，使得变压器体积或损耗大大增加；此外，如果变压器多路输出，只有一路闭环调节，而其它各路需要较精确的匝比获得满意的输出电压精度。如果取整数匝，电压误差大，需要后继线性稳压和开关调节（如磁调节器），在这些场合采用分数匝，可减少体积和损耗。但是，如果处理不好，有分数匝变压器的固有漏感太大。这里介绍一般原理和方法。

(1) 原理

如果线圈上电压为 U ，在中柱上绕 N 匝线圈，根据电磁感应定律每匝的磁通变化量

$$\frac{\Delta B A_e}{T_{on}} = \frac{U}{N} \quad (7-2)$$

式中 T_{on} — U 加在线圈上的时间(s)；

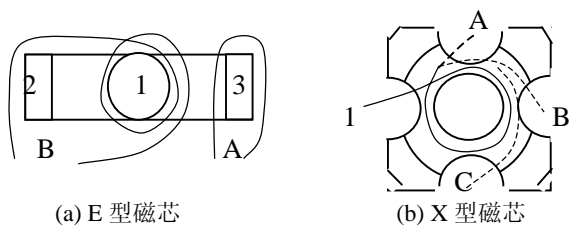
A_e —磁芯中柱截面积(m^2)；

ΔB —在 T_{on} 时间磁芯中磁通密度增量(T)。

如果E型磁芯，两个边柱截面积相等，并等于中柱截面积的一半。一个线圈（图7-1）只围绕E型磁芯边柱（图1(a)中A），或既围绕中柱还围绕一个边柱（图1(a)中B）；如用“X”磁芯，线圈的柱间出线（图1(b)中A、B、C），线圈围绕边柱的不同，就可造成不同的分数匝。例如图7-1(a)线圈A，围绕边柱的线圈，包围的磁通是中柱的一半，这个线圈上的感应电势为

$$U_F = \frac{\Delta B}{T_{on}} \cdot \frac{A_e}{2} \quad (7-3)$$

如式(7-2)中 $N=1$,式(7-3)为式(7-2)的一半。即线圈A相当于中柱线圈的半匝。这就是所谓分数匝。可见图7-1(a)线圈B绕中柱一匝,另一匝绕一个边柱和中柱,边柱和中柱磁通方向相反,合成后相当于一半中柱磁通,故线圈B等效为1.5匝。同理,图7-1(b)的四个边柱的磁通是中柱的1/4,因此出现为A,B,C时分别为1.25、1.5和1.75匝。



(a) E型磁芯
图 7-1 分数匝

图7-2为E型磁芯变压器和等效磁路。初级线圈绕在中柱上,次级线圈中一匝绕在边柱上,构成一个分数匝与其余次级串联。中柱的磁导为 $G_1 = \mu A_1/l_1$,边柱的磁导为 $G_2 = \mu A_2/l_2 = G_3$ ($A_3=A_2, l_3=l_2$)。

如果没有次级电流,中柱的磁通均匀分配在各边柱中。令 $k=G_2/(G_2+G_3)=A_2/(A_2+A_3)$ —分数匝包围的总磁通的分数值。即 $\phi_3=k\phi_1, d\phi_3/dt=kd\phi_1/dt$ 。产生的感应电势为

$$\frac{U_0}{U_i} = \frac{(N_2 + k)}{N_1}$$

(7-4)

式中 N_2 —包围全磁通的次级匝数。

N_1 —初级匝数。

初级的磁化安匝 $i_m N_1$ 维持磁芯中的磁通变化。

如果次级有电流时,次级电流产生相反于激磁磁场的磁势,磁通分配将发生变化。

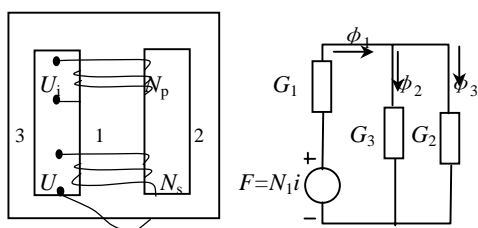


图 7-2 有分数匝变压器 (A) 和等效磁路 (B)

(2) 漏磁

尽管次级与初级紧耦合,初级总存在着不与全部次级耦合的杂散漏感与初级串联。而分数匝次级只与部分初级磁通相耦合,漏感比一般线圈要大得多。式(7-4)仅在空载情况下成立。

当次级流过负载电流时,在图7-3中画出了有负载电流时的等效磁路。中柱初级线圈激磁磁势 $N_1 i_m$,初级还产生一个磁势 $N_1 I_2'$ 与次级负载的去磁磁势 $N_2 I_2$ 抵销。如果磁路是线性的,中柱的磁通 ϕ_1 与 U_i 有关,激磁磁势无明显变化。通过次级分数匝的电流产生1个 I_2 安匝磁势。此磁势使 ϕ_2 减少, ϕ_3 增加。因此分数匝感应电势减少。负载电流增大到一定值时,分数匝产生的反磁通抵销了中柱激磁产生的磁通,继续增大电流时,分数匝成了一个孤立电感,感应电势反向,使次级输出电压比没有分数匝时还小。次级分数匝的漏感为

$$L_2 = \frac{\psi_F}{i} = \frac{(1-k)\phi}{i} = \frac{(1-k)BAk}{i} = (1-k)k \cdot \frac{\mu A}{l} \quad (7-5)$$

式中 $A=A_2+A_3$ —边柱总面积;

l —边柱平均长度;

$F=A_2/A$ 。

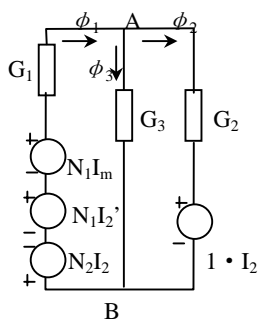


图 7-3

当 $k=0.5$ 时,漏感最大。

不论是一个分数匝与中柱的一匝或多匝串联,还是整个次级,漏感是相同的。但分数匝与多个满匝串联时,分数匝输出功率仅占变压器输出功率很小部分,漏感影响很小,但多路输出时,严重影响交叉调节性能。

(3) 减少负载电流的影响

分数匝流过负载电流时边柱的磁通减少，而另一边柱的磁通增加。如果精确保证两个边柱在负载电流变化时磁通平衡，分数匝的电压就不会下降。下面介绍以下几个措施：

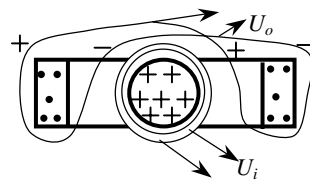


图 7-4 磁通平衡的分数匝

图7-4中两个边柱各绕1匝线圈，并联连接成1个分数匝。由于两个线圈包围边柱截面积相等，磁通相等，感应电势相等。如果分数匝引起磁通不平衡时，两线圈感应电势造成差值电流，此环流抵销磁势的不平衡，迫使两个边柱磁通相等。即使两个边柱面积不等，平衡线圈也能迫使每个边柱磁通相等。

尽管上述方法解决了次级很大漏磁问题，但仍有很大的初级磁通不与分数次级耦合的杂散磁通。第六章介绍的减少漏感的方法，在这里也适用。

图7-5方法进一步减少漏感。图中单个半匝是两个铜箔半圆筒，紧贴在初级或夹在初级中，加强了半匝与初级的耦合程度。两个不能直接接触的半圆筒，通过半圆筒两端出头，从磁芯端部外边，交叉并联连接成半匝。尤其是夹在初级线圈中间漏感最小。

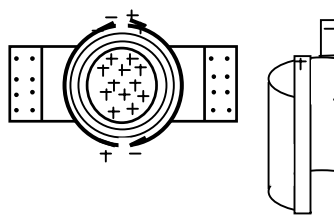


图 7-5 半圆筒构成半匝

以上利用半匝本身平衡磁通，也可以单独用一个平衡线圈达到边柱磁通的平衡，如图7-6所示。平衡线圈是两个相等匝数的线圈交叉并联而成。线圈可用较细的导线绕1匝或许多匝，最好绕许多匝。线圈沿外边柱绕。磁通平衡线圈要平衡的电流是输出电流的一半。例如，有两路输出都有半匝，而且绕在一个边柱上，电流分别为2A和3A。要平衡的电流为 $5A/2=2.5A$ 。如果平衡线圈每边为5匝，则平衡线圈中的电流为 $2.5A/5=0.5A$ 。如果半匝分别在两个边柱上，最坏的情况是3A半匝满载，2A半匝空载，平衡线圈流过的电流为 $3/2=1.5A$ 。这种平衡线圈结构灵活，几乎适用于所有拓扑的变压器。

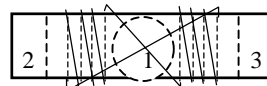


图 7-6 专用平衡线圈

以上在E型磁芯中得到1/2匝。要获得小于1/2匝采用图7-1(b)磁芯。但是要得到1/4匝，为了4个边柱磁通相等，要在4个边柱都绕1匝并联，实际操作有些困难。而且“X”磁芯不适宜高频工作。比较合理的方式还是利用广泛适用的E型磁芯。

以上讨论了用两个相等匝数的平衡线圈获得两个边柱的磁通相等。前面已分析过即使边柱面积不等，只要平衡线圈匝数相等，也能使边柱磁通相等。反之，如果边柱截面积相等，而平衡线圈不等，将迫使边柱磁通不等。例如2#边柱平衡线圈是3#的3倍，因为线圈并联在一起，感应电势必须相等，2#边柱中的磁通变化率 $d\phi_2/dt$ 是3#边柱的1/3，所以总磁通的1/4进入2#边柱，3/4进入3#边柱。匝链2#边柱的线圈为1/4匝，匝链3#边柱的线圈为3/4匝。同理，可得到任意分数匝。

但应当注意到，中柱的磁通不变，在任意分数匝时，边柱的磁通分配发生了变化：一个比正常应用大，而另一个比正常应用小。磁通过大就会使磁芯饱和，从理论上讲应当减少磁通密度摆幅，但是，分数匝一般应用在100Hz以上，工作磁通密度摆幅因受损耗限制远小于饱和磁通密度。一般不会进入饱和，只是磁芯损耗略有增加。

一旦匝数确立，初始计算必须重新确定。

7.1.9 磁通偏移

根据电磁感应定律，一个线圈包围的磁通等于每匝伏秒的积分。这意味着任何磁器件的任何线圈上电压，一个周期内平均电压必须为零。一个交流波形中，如果存在即使非常小的直流分量，也会慢慢地将磁芯磁化到饱和。

在低频率主变压器中，初级线圈的电阻压降足以限制磁芯趋向饱和：这是因为当小的直流分量将磁通慢慢推向饱和时，磁化电流开始不对称。直流分量增加的磁化电流在线圈电阻上产生一个IR

降落，抵销了激励波形中的直流电压分量，有可能避免磁芯饱和。

在高频开关电源中，理论上推挽驱动波形是对称的，开关期间相等的正负伏秒交替加到线圈上，将磁芯磁化然后复位到初始状态。但是，通常由于功率器件的导通电阻 R_{on} 或开关速度的不等，使得驱动波形的伏秒不对称，产生小的直流分量引起磁通的偏移。高频变压器一般初级匝数很少，直流电阻极低，直流磁化电流分量压降 IR 在磁芯饱和前，不足以消除伏秒不对称。

正激变换器磁通偏移不是问题。当开关关断时，变压器磁化电流减少使电压反极性，一般引入箝位电路，反向电压使磁化电流减少到零，回到磁化的起始状态。反向伏秒精确地等于开关导通时的伏秒。正激变换器自动地自复位（通过限制最大占空度，保证有足够的复位时间）。

电压型任何推挽电路拓扑（全桥，半桥和中心抽头推挽），磁通偏移问题最为严重。解决办法之一是在磁芯的磁路中串联一个小气隙，这将使磁化电流增加，同时非矩形磁化曲线，有利于避免饱和。电路电阻的 IR 压降可以抵销驱动波形中不对称。但磁化电流增加表示激磁电感能量的增加，通常用缓冲和箝位吸收，增加了电路损耗。

解决不对称问题的比较好的方法是采用电流型控制模式（峰值或平均电流型控制）自动平衡。由于伏秒不对称，磁通开始向一个方向偏移，峰值磁化电流在若干周期逐渐不对称。而电流型控制中监测电流，并在每个开关周期相同的峰值电流关断开关，峰值电流大的导通时间短，反之加长。直流分量造成的伏秒不平衡因此被纠正了。峰值磁化电流在两个方向相等，磁通偏移最小。

然而对于半桥出现了新的问题。当电流型控制通过交替加长或缩短脉冲宽度来纠正伏秒不等时，交替开关期间产生了安秒（电荷）不等。电荷不等将引起电容分压向正或负母线偏移。如果电容分压离开中心点，伏秒不平衡更坏，引起电流控制型进一步的纠正脉宽，导致恶性循环，电压偏移到一边母线。这在全桥或中心抽头推挽是不存在的，半桥仍回到电压型控制。

在桥式中，最简单的解决磁偏的方法是在变压器初级串联一个电容。利用电容隔离激励波形中的直流分量。

7.1.10 磁芯选择

1. 材料

功率铁氧体，高频下材料具有很高电阻率，因而涡流损耗低、价格低是高频变压器磁芯首选材料。但磁导率通常较低，磁化电流因此较大，有时需用缓冲和箝位电路处理。

对于合金材料磁芯，如钴基非晶合金和微晶合金，这些材料具有较高的电阻率，通常轧成很薄的带料，可以用在较高频率。一般合金材料虽然饱和磁通密度比铁氧体材料大得多，这通常是无关紧要的，因为磁通密度摆幅严重受涡流损耗限制。同时价格因素也影响材料的选择。在高温和冲击、振动大的地方，需采用合金材料磁芯外，一般变压器磁芯最好选择铁氧体。各种铁氧体材料应用频率和损耗参看10.3。

2. 磁芯形状

磁芯窗口应尽可能宽。加大线圈宽度可减少线圈的层数。使交流电阻 R_{ac} 和漏感减少。还有，固定的爬电尺寸对宽窗口影响较小。宽窗口需要线圈高度低，因此更好利用线圈窗口面积。

铁氧体磁芯有罐型(国产GU型，国际P型)、PM、RM、PQ、EE、EC、EP、ETD、RC、UU和UI各种型号，以及新近发展的平面磁芯，如EFD、EPC、LP型等磁芯。

罐型和PQ型磁芯具有较小的窗口面积，窗口形状几乎是正方形的。罐(P)型和PQ型磁芯比EE磁芯有较好的磁屏蔽的优点，减少了EMI的传播，用于EMC要求严格的地方。爬电尺寸耗费了窗口面积的大部分，窗口宽度远不是最佳，只用于125W以下低功率场合。大功率应用散热困难。缺点是引出线缺口小，大电流出线困难。也不适宜多路输出，输出出线太多。也不宜高压应用，因为出线的安全绝缘处理困难。

EE，EC，ETD，LP磁芯都是E型磁芯。相对于外形尺寸来说有较大的窗口面积，同时窗口宽而

高度低的结构，漏磁及线圈层数少，高频交流电阻小。开放式的窗口没有出线问题，线圈与外界空气接触面大，有利于空气流通，散热方便，可处理大功率。但电磁干扰较大。

EC, ETD磁芯的中柱圆形截面与EE型相同矩形截面积时，圆形截面每匝线圈比矩形短大约11%，即电阻少11%，线圈损耗和温升也相应降低。但是EE型磁芯尺寸齐全，根据不同的工作频率和磁通摆幅，传输功率范围从5W到高达5kW。如果将两副EE型磁芯合并作为一体使用，传输功率甚至可达10kW。两副磁芯合并使用时，磁芯面积加倍，如磁通摆幅和频率保持不变，匝数减少一半，功率加倍比应用下一个大尺寸的磁芯体积要小。

RM和PM磁芯是罐(P)型和E型磁芯的折衷，比罐型更大的出线窗口和好的散热条件，因而可传输更大的功率。因磁芯没有全部包围线圈，磁场干扰介于罐型和EE型之间。RM型磁芯有两种结构：有中心孔和没有中心孔。在有些谐振电路中要求准确地调谐，调节电感最方便。可以用带有中心孔的RM磁芯，通过中心孔插入磁棒调节电感量，调节范围可达30%。一般在功率磁芯中不采用，磁棒损耗较大。

PQ型具有最佳的体积与辐射表面和线圈窗口面积之比。因磁芯损耗正比于磁芯体积，而散热能力正比于辐射表面，这些磁芯在给定输出功率下具有最小的温升。并因此在给定输出功率下体积最小。

LP、EFD和EPC型磁芯主要为平面变压器设计的。中柱长，漏感最小。但是因为体积小，磁通密度和磁场强度变化处处都是重要的区域，计算相当困难。

UU型和UI型主要用在高压和大功率水平。很少用在1kW以下。它们比EE型更大的窗口，可以用更粗的导线和更多的匝数。但磁路长度大，比EE型更大的漏感。

环形磁芯固有的圆形磁路，应将线圈均匀绕在整个磁芯上。这样的线圈宽度本质上就围绕整个磁芯，使得漏感最低和线圈层数最少。因为没有线圈端部，没有爬电距离的要求（但有引出线问题）。杂散磁通和EMI扩散都很低。

环形的最大问题是绕线困难，1匝次级如何均匀分布在整個磁芯上？自动绕线机事实上是不可能的。为此，环形很少用于开关电源变压器。

3 磁芯尺寸

(1) 面积乘法

有经验的磁设计者决定磁芯的尺寸并不困难的。如果你是一个变压器设计的新手，在初始估计磁芯尺寸时，往往感到无从下手。这是，只能根据使用要求，应用一些基本知识找到相应的磁芯。比较通用的方法是面积乘法。它是磁芯截面积与线圈有效窗口面积的乘积。

在用面积乘积决定需要的磁芯时，与许多因素有关。磁芯处理功率的能力并不是随面积乘积或磁芯体积线性变化的。较大的变压器必须工作于低功率密度，因为散热面增长低于产生损耗的体积的增加。例如一个球体，体积是随半径的立方增长，而表面积随半径的平方增长。热环境也很难精确估计，强迫通风还是自然冷却都影响允许损耗和温升。

以下公式提供一个面积乘积的粗略预计：

$$AP = A_e A_w = \left(\frac{P_o}{K \Delta B f_T} \right)^{4/3} \text{ cm}^4 \quad (7-6)$$

其中 P_o —输出功率(W)；

ΔB —磁通密度变化量(T)；

f_T —变压器工作频率(Hz)；

K —0.014（正激变换器，推挽中心抽头），—0.017（全桥，半桥）。

公式是基于线圈电流密度420A/cm²，并假定窗口充填系数是40%。在低频时，饱和限制磁通密度最大摆幅，而在50kHz（铁氧体）以上，磁芯损耗通常限制了 ΔB 。这里采用磁芯比损耗为100W/cm³

时，工作频率 f_T 对应的 ΔB 值。

这样初始估算磁芯尺寸不是很精确，但可减少试算的次数。最终检验设计结果，应在应用环境中，对电路中工作样件变压器，用热电偶粘贴在中心柱的中心，检测热点温升。或利用线圈电阻的正温度系数，测量热态线圈电阻，计算出线圈平均温升。

(2) 查表法

初始估算尺寸时，尤其是初学者，对许多经验数据一无所知。如果能根据输出功率立即给出磁芯尺寸，当然最为方便。

在以下的讨论中，假定总变换效率 $\eta=80\%$ 。线圈骨架的窗口充填系数为0.4。根据安全标准有4mm的留边。线圈的电流密度为 $4A/mm^2$ 。在50kHz以下，绝大多数磁材料损耗较低，饱和限制了磁通密度选择。铁氧体在 $100^\circ C$ 时饱和磁通密度在0.3T左右，当磁通密度大于0.2T时，磁场强度明显增加，即磁化电流迅速增加，使线圈损耗增加。为避免在瞬态时磁芯进入饱和，一般选取磁通密度摆幅为0.16T。如果频率超过50kHz，按工作频率在磁芯损耗曲线上按 $100\sim 200mW/cm^3$ 选择磁通密度摆幅 ΔB 。输出功率应当乘以系数 $\Delta B/0.16$ 。

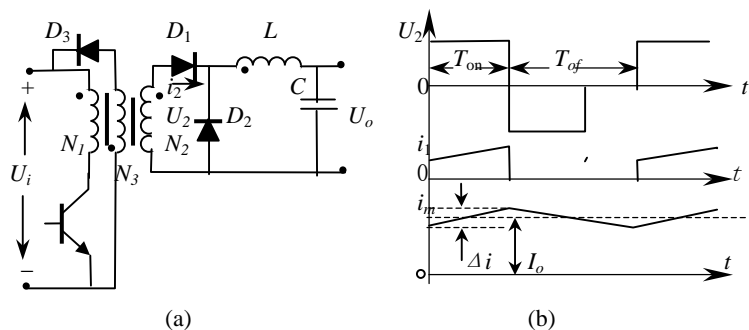


图 7-7 单端正激变换器

①正激变换器

正激电路和初级电流波形如图7-7所示。一般输出电流脉动分量 $\Delta I=0.2I_o$ ， I_o —次级斜坡电流的中值。如忽略磁化电流，初级电流峰值为 $I_i=I_o/n$ 。在最低输入电压时保证输出电压。正激变换器的最大占空度应当小于0.5。同时为了能承受突加负载等影响，最大占空度选择为0.4，因此，输出功率

$$P_o = \eta P_i = \eta D U_{i\min} I_{dc} = 0.8 \times 0.4 U_{i\min} I_{dc} = 0.32 U_{i\min} I_{dc} \quad (7-7)$$

因线圈导线直径用电流有效值计算的，矩形波电流有效值与电流峰值的关系为

$$I = I_{dc} \sqrt{D} = I_{dc} \sqrt{0.4} = 0.632 I_{dc}$$

或 $I_{dc} = 1.58 I$ 。代入式(7-7)得到

$$P_o = 0.32 U_{i\min} I_{dc} = 0.32 \times 1.58 U_{i\min} I = 0.506 U_{i\min} I \quad (7-8)$$

由电磁感应定律得到

$$U_i = N_1 A_e \frac{\Delta B}{T_{on}} \quad (7-9)$$

其中 U_i —变压器初级电压(V);

N_1 —变压器初级匝数;

A_e —磁芯的有效截面积(m^2); ΔB —在导通时间内磁通密度摆幅(T);

T_{on} —导通时间 (s)。

在 $U_{i\min}$ 时， $f=1/T$ ， $\Delta B/T_{on\max}=B_{\max}/0.4T$ 。将式(7-9)代入到式(7-8)中得到

$$P_o = 0.506 U_{i\min} I = \frac{0.506 I N_1 A_e B_{\max} f}{0.4} = 1.265 N_1 B_{\max} A_e f I_{rms} \quad (7-10)$$

若假定初级和所有次级线圈的电流密度相同。忽略复位线圈所占的窗口，因仅流过磁化电流。令磁芯窗口面积，初级线圈面积，所有次级线圈面积和初级1匝线圈截面积分别为 A_w ， A_1 ， A_2 和 $A_i(cm^2)$ 。如果充填系数为0.4，且 $A_1=A_2$ ，有

$$A_1 = 0.2A_w = N_1 A_{li} \quad \text{或} \quad A_{li} = \frac{0.2A_w}{N_1} \quad (7-11)$$

电流密度 j (A/cm²) 为

$$j = \frac{I}{A_{li}} \quad \text{或} \quad I = jA_{li} = \frac{0.2jA_w}{N_1} \quad (7-12)$$

将式(7-12)代入式(7-11),考虑到 $j=400\text{A/cm}^2$, 得到

$$\begin{aligned} P_o &= 1.265N_1 B_{max} A_e f I = 1.265N_1 B_{max} A_e f \times \frac{0.2jA_w}{N_1} \times 10^{-4} \\ &= 1.012fB_{max} A_e A_w \times 10^{-2} \end{aligned} \quad (7-13)$$

或

$$AP = A_e A_w = \frac{99P_o}{fB_{max}} \quad (7-13a)$$

式中 P_o (W); A_e, A_w (cm²); f (Hz)。根据工作频率 f , 选择磁芯材质, 然后在材质损耗曲线上由 100mW/cm^3 及工作频率求得允许磁通密度摆幅, 再用式(7-13a)直接选取磁芯型号。也可以根据 P_o , 工作频率(f)直接由表10-15选取磁芯型号。应当注意, 表中数据是 $B_{max}=0.16\text{T}$ 的结果。实际功率要乘以 $2 \Delta B/0.16$ 。工作磁通密度是上述方法决定的 ΔB 一倍。

② 推挽拓扑

推挽功率变换器实际是两个正激变换器组合而成的。假设条件与正激一样: $\eta=0.8$, $D_{max}=0.4 \times 2=0.8$ 。同时初级电流的有效值与平均值的关系 $I_{dc} = 1.58I$ 。因此有

$$P_o = \eta D U_{i_{min}} I_{dc} = 1.01U_{i_{min}} I \quad (7-14)$$

仍假定充填系数为0.4。初、次级电流密度相同。初级和次级线圈各占骨架窗口一半。初级有两个线圈, 由式(7-11)有

$$A_1 = 0.2A_w = 2N_1 A_{li} \quad \text{或} \quad A_{li} = \frac{0.1A_w}{N_1} \quad (7-15)$$

式中符号同正激变换器。由式(7-9)得到

$$U_{i_{min}} = N_1 \frac{\Delta B A_e}{T_{on_{max}}} = N_1 \frac{2B_{max} A_e}{0.4T} = 5N_1 f A_e B_{max} \quad (7-16)$$

考虑到式(7-12), 得到

$$\begin{aligned} P_o &= 1.01U_{i_{min}} I = 5.05N_1 f A_e B_{max} \times j \frac{0.1A_w}{N_1} \times 10^6 \\ &= 5.05jfA_e A_w B_{max} \times 10^5 \end{aligned} \quad (7-17)$$

如果面积 A 为cm², $j=400\text{A/cm}^2$, 面积乘积为

$$AP = A_e A_w \approx \frac{50P_o}{fB_{max}} \quad (7-17a)$$

比较式(7-17)和(7-13)可见, 相同磁芯、频率和电流密度条件下, 推挽比正激输出功率大一倍。这是很容易理解的: 初级每边线圈承受与正激相同的输入电压, 但推挽磁通摆幅是 $2B_{max}$ 。匝数比正激少一半, 初级总匝数与正激是相等的。初级线圈的导线尺寸也是相同的。每个推挽次级传输一半输出功率, 如两者输出功率相同, 推挽峰值和有效值电流也是正激的一半, 因此相同的窗口, 推挽比正激输出一倍功率。

但应当注意, 推挽磁芯双向磁化, 每周磁化经过整个磁化曲线, 低频时损耗至少增加一倍, 铜损基本不变。在 50kHz 以上频率时, 由频率 f 和允许损耗选择磁通密度, 相同磁芯尺寸, 推挽与正激输出功率相差并非两倍。

③ 半桥和全桥输出功率

仍然假定在最低输入电压时,最大占空度为0.8,晶体管最大导通时间为 $0.8T/2$ 。效率 $\eta=80\%$ 。线圈铜充填系数为0.4。其余符号与推挽、正激一致。

半桥变压器初级线圈正向和反向对称流过电流,初级电流有效值为

$$I = I_{dc} \sqrt{0.8} = 0.894 I_{dc} \quad \text{或} \quad I_{dc} = 1.12 I \quad (7-18)$$

则输出功率

$$P_o = \eta \cdot \frac{U_{i\min}}{2} \cdot I_{dc} D = 0.8 \times 0.8 \times 0.5 U_{i\min} \times 1.12 I = 0.358 U_{i\min} I \quad (7-19)$$

而初级线圈铜面积为

$$A_1 = 0.2 A_w = N_1 A_{li} \quad \text{或} \quad A_{li} = \frac{0.2 A_w}{N_1} \quad (7-20)$$

于是

$$I_{rms} = A_{li} j = \frac{0.2 j A_w}{N_1} \quad (7-21)$$

变压器初级电压 $U_1=U_i/2$,根据电磁感应定律得到

$$U_{i\min} = 2 N_1 A_e \frac{\Delta B}{D_{\max} T / 2} = 10 f N_1 A_e B_{\max} \quad (7-22)$$

式中 $\Delta B=2B_{\max}$, $D_{\max}=0.8$ 。

将式(7-21),(7-22)代入式(7-19)得到

$$\begin{aligned} P_o &= 0.358 U_{i\min} I = 0.358 \times 10 f N_1 A_e B_{\max} \times \frac{0.2 j A_w}{N_1} \\ &= 0.716 f j A_e A_w B_{\max} \times 10^6 \text{ (W)} \end{aligned} \quad (7-23)$$

与正激和推挽相同处理,面积乘积为

$$AP = A_e A_w \approx \frac{35 P_o}{f B_{\max}} \quad (7-23a)$$

全桥变压器初级电压比半桥大一倍,相同的磁芯,线圈匝数大一倍。如果输出相同的功率,半桥初级比全桥导线截面积大一倍,因此半桥和全桥初级线圈所占窗口面积是相同的。磁芯相同,工作条件相同,输出功率也相同。

工作频率在50kHz以下,电流密度为 $4\text{A}/\text{mm}^2$, $B_{\max}=0.16\text{T}$ 时,半桥和全桥的磁芯尺寸与频率、输出功率关系如表10-16所示。

应当指出,根据输出功率在表10-15或表10~16中找到相应的磁芯,此磁芯没有考虑频率增加磁通密度受损耗限制,也未考虑材料的差别,因此只是磁芯选择的导向。高频时,应当根据工作频率,和允许的磁芯比损耗为 $100\sim 200\text{mW}/\text{cm}^3$,在材料的损耗曲线上查得允许的工作磁通密度摆幅 ΔB 。再将输出功率乘以 $\Delta B/0.16\text{T}$ 得到实际输出功率。

7.2 变压器设计基本步骤

下面通过一个典型的例子,来说明设计一个开关电源功率变压器的过程。设计变压器的主要问题已在前面详细讨论过,在这里将它们用到具体的设计步骤中。有许多设计变压器方法,目前也有设计软件。

设计开始应当首先决定使用参数,例如输入输出电压及其变化范围、功率,工作频率等,不管以后在选择规定磁芯类型和尺寸如何设计不再改变。尽管前面指出了若干预计的方法,磁芯、线圈的决定是一个迭代过程。一旦不满足要求,计算得重新开始。

下面以设计一个正激变压器为例说明变压器设计步骤。为了便于对设计步骤的理解，在设计步骤相应括号中作简要说明。

例1

步骤1: 确定变压器设计的电源参数:

- U_i 范围: 100~190V; (可以用额定电压正负公差表示)
- 输出: 5V,50A; (输出功率250W, 有时输出有一定调节范围或多路输出)
- 开关频率 f_s : 200kHz; (即变压器频率, 根据使用的器件, 磁芯材料, 效率决定)
- 最大损耗(绝对): 2.5W; (变换器效率决定总损耗, 根据经验分配到每个单元)
- 最大温升 $^{\circ}\text{C}$: 40 $^{\circ}\text{C}$; (由磁芯和绝缘允许温度和变换器工作环境温度决定)
- 冷却方式: 自然通风

步骤2: 确定绝对占空度限制 D_{lim} , 假定额定低 U_{imin} 时 D_{max} (保证动态响应) 和额定 $U_i D$:

- 绝对限制 D_{lim} : 0.47 (这实际上考虑了复位线圈与初级线圈匝数相等以及动态时磁芯不饱和)
- 额定 D_{max} : 0.42 (最低输入电压时保证输出的最大占空度。与极限值有5%的余量)
- 额定 $U_i D$: $U_{imin} D_{max}$ (=42V, 当输入电压变化时, 初级伏秒不变。也是次级伏秒)
- $U_{imax} D_{lim}$: 89.3V (保证在极限伏秒-瞬态下不饱和)

步骤3: 计算输出电压加上满载时二极管正向压降和次级 IR 压降:

$$U_o' = 5.0 + 0.4 = 5.4\text{V}$$

步骤4: 计算希望的匝比: 如果多路输出, 一般首先从最低电压开始。

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_i}{U_o'} = \frac{42}{5.4} = 7.8$$

可能选择的匝比: 8:1; 7:1或15:2

步骤5: 根据工作频率200kHz, 输出功率250W, 在手册上选择磁芯材料, 例如选择Philips公司的3C90材料, 材料的损耗曲线如图7-8所示。比损耗为100mW/cm³对应磁通密度摆幅为0.068T。应用面积乘积公式(7-6)得到

$$AP = \left(\frac{250}{0.014 \times 0.068 \times 200 \times 10^3} \right)^{4/3} = 1.4\text{cm}^4$$

或应用附录表10-15根据输出功率选取磁芯。根据计算结果, 由生产厂提供的手册数据, 假定选择磁芯ETD34($AP=1.83\text{cm}^4$) (图7-9), 确定了磁芯尺寸。(根据工作频率选择磁芯材质, 相同比损耗时, 好的材质允许的磁通密度摆幅大, AP 值小, 即磁芯体积减小。这里第一次选择磁通密度摆幅)

步骤6: 对于选定的磁芯, 查阅手册得到有效截面积, 体积, 有效磁路长度 (cm)。

$$A_e = 0.97\text{cm}^2; V_e = 7.64\text{cm}^3; l_e = 7.9\text{cm}$$

窗口面积, 宽度, 高度, 每匝平均长度 ('-考虑骨架和爬电距离的净尺寸)

$$A_w / A_w' = 1.89 / 1.23\text{cm}^2$$

$$b_w / b_w' = 2.36 / 1.5\text{cm}$$

$$h_w / h_w' = 0.775 / 0.6\text{cm}$$

平均匝长 l_{av} : 5.8/6.1cm (ETD的中柱直径11mm, 边柱内径25.6mm, 骨架及绝缘占1.1mm的窗口高度, 因此线圈内径为11+2×0.11=13.2mm。因此平均匝长为 $\pi(1.32+25.6)$)

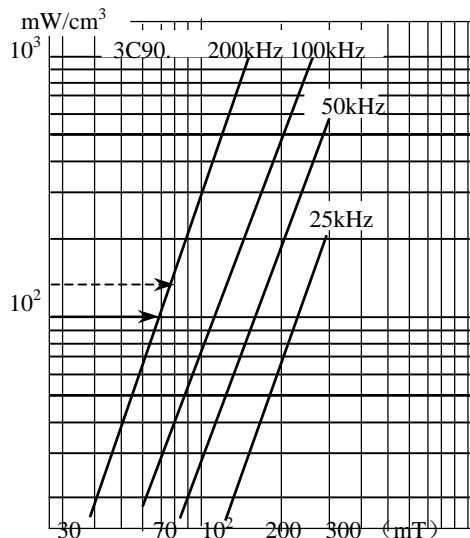


图 7-8 比损耗与频率和峰值磁感应关系 T=100 $^{\circ}\text{C}$

步骤7: 由手册或由使用的EC和ETD系列磁芯窗口面积获得热阻: (或参照Magnetics公司提供的热阻值)

$$R_T = \frac{800}{22 \times A_w (cm^2)} = \frac{36}{189} = 19 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

根据最大温升 ΔT , 计算允许的损耗:

$$P_{lim} = \Delta T / R_T = 40 / 19 = 2.1 \text{ W} < 2.5 \text{ W}$$

因为少于步骤1的绝对允许损耗2.5W, 允许损耗取2.1W。假定磁

芯和线圈损耗各一半, 即 $P_{Clim}=1\text{W}, P_{Wlim}=1.1\text{W}$ 。(如果按照2.5W计算, 线圈温升超过40°C。如果绝对允许损耗小于线圈允许损耗, 应以绝对损耗计算线圈, 否则电源效率不能保证)

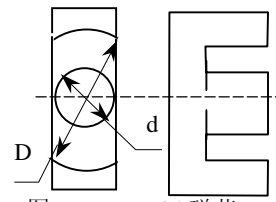


图 7-9 ETD34 磁芯

步骤8: 损耗限制磁通变化量 ΔB

计算磁芯单位体积 cm^3 损耗:

$$P_{Clim} / V_e = 1 / 7.6 = 131 \text{ mW} / \text{cm}^3 (= \text{kW} / \text{m}^3)$$

应用这些磁芯损耗值, 在所选择的3C90材料损耗曲线(图7-8), 在变压器频率决定“磁通密度”(实际峰值磁通密度)。将其加倍获得损耗限制峰值磁通密度变化量 ΔB :

在图7-8曲线中 $131 \text{ mW/cm}^3 \rightarrow$ 频率 $200 \text{ kHz} \rightarrow 0.08 \text{ T}$ 。(40°C温升时和绝对允许损耗, 允许磁芯比损耗加大。磁通密度第二次迭代)

$$\Delta B = 2 \times 800 \text{ Gs} = 1600 \text{ Gs} = 0.16 \text{ T} \text{ (相同损耗, 单向磁化磁通密度加倍)}$$

$$\text{额定磁通 } \Delta \phi = \Delta B \times A_e$$

步骤9: 根据电磁感应定律计算次级匝数:

$$U_o' T_s = N_2 \Delta \phi$$

则

$$N_2 = \frac{U_o' T_s}{\Delta \phi} = \frac{5.4 \times 5 \times 10^{-6}}{0.16 \times 0.97 \times 10^{-4}} = 1.74 \text{ 匝}$$

如果取1匝, 将大大增加了伏/匝、磁感应变化量和磁芯损耗。如果取2匝, 减少了磁芯损耗, 但是增加了线圈损耗。因为以上的结果接近2匝, 选取2匝。

步骤10: 重新计算2匝时的磁感应变化量和损耗:

$$\Delta B = 0.16 \frac{1.74}{2} = 0.14 \text{ (T)} \text{ (磁通密度第三次迭代)}$$

由磁芯损耗曲线图7-8查得0.14T/2 (700Gs) 时为 110 mW/cm^3 。磁芯损耗

$$P_c = 110 \times 7.64 = 840 \text{ mW} = 0.84 \text{ W}$$

步骤11: 确定初级匝数。匝比大, 峰值电流低, 占空度 D 大, 铜损耗大。由步骤4决定的值, 试算得到最好的选择是 $N_1=15$ 匝 (变比7.5:1)。

重新计算额定 $U_i D$ 和最坏情况下的 $U_{imax} D_{lim}$ 条件:

$$U_i D = n U_o' = 7.5 \times 5.4 = 40.5 \text{ V}$$

$$\Delta B_{lim} = 0.14 \times 89.3 / 40.5 = 0.31 \text{ T} \text{ (满足 } < B_s \text{)}$$

步骤12: 决定线圈结构

为减少漏感和线圈损耗采用交错结构如图7-10所示。

交错结构使线圈分成两段。每段初级线圈15匝并联。初级电流均等地分配在两个线圈中, 因为这样能量传输最低。次级每层1匝铜箔, 2匝串联。每层1匝使得线圈厚度可能超过穿透深度 Δ , 这样减少了直流电阻, 而增加了交流电阻。

步骤13: 计算200kHz时的穿透深度

$$\Delta = \frac{7.6}{\sqrt{f}} = \frac{7.6}{\sqrt{2 \times 10^5}} = 0.017 \text{ cm}$$

步骤14: 在 U_{imin} 和 D_{max} (步骤11) 条件下, 根据式 (6-22) 计算每个线圈的直流和有效值交流电流:

$$I_{2dc} = 50 \text{ A} \cdot D_{max} = 50 \cdot 0.405 = 20.25 \text{ A}$$

$$I_{2ac} = I_{2dc} \sqrt{D(1-D)} = 24.5 \text{ A}$$

$$I_{1dc} = I_{2dc} / n = 20.25 / 7.5 = 2.7 \text{ A}$$

$$I_{1ac} = I_{2ac} / n = 24.5 / 7.5 = 3.27 \text{ A}$$

每个并联的初级线圈电流是初级总电流的一半: 直流1.35A, 交流1.65A.

步骤15: 确定初级线圈

选择导线截面积: $A_{1i} = I_{1ac} / j = 1.65 / 4 = 0.39 \text{ mm}^2$. 在1.3cm有效宽度上绕一层共15匝线圈, 最大带绝缘的导线直径为0.86mm. 采用裸铜直径为0.75mm, 截面积0.442. 根据公式 (6-12) 或

$$H = 0.866d \sqrt{d / d'} = 0.866 \times 0.75 \times \sqrt{0.75 / 0.86} = 0.607 \text{ mm}$$

$$Q = \frac{H}{\Delta} = \frac{0.0607}{0.017} = 3.6$$

由图6-9曲线查得1层的 $F_R = R_{ac} / R_{dc} = 3.5$. 交流损耗太大. 用100股0.07mm的线组成的利兹线直径0.85mm, 100°C时单位长度电阻为0.61mΩ/cm.

单层的直流电阻

$$R_{dc} = \Omega / \text{cm} \cdot l_{cp} \cdot N_s = 0.00061 \cdot 6.1 \cdot 15 = 0.0558 \Omega$$

直流损耗为 $I_{1dc}^2 R_{dc} = 1.35^2 \times 0.0558 = 0.1 \text{ W}$. 初级总损耗为0.2W.

在单层利兹线内有100根细导线, 可以粗略看成为10×10阵列. 这样1层15匝线圈可以看做10层, 每层150根导线的线圈并联, 近似为实心导线Q的1/10, 即Q=0.36时, R_{ac} / R_{dc} 为1.2. 因此 $R_{ac} = R_{dc} \times 1.2 = 0.067 \Omega$. 线圈的交流损耗 $R_{ac} I^2 = 0.067 \times 1.65^2 = 0.18 \text{ W}$. 初级线圈总的交流损耗为0.36W. 再加上0.2W的直流损耗, 总的初级线圈功率损耗=0.56W

(交流损耗用交流分量和交流电阻计算, 直流损耗用直流分量和直流电阻计算, 次级计算方法相同)

步骤16: 确定次级线圈

次级夹在两个一半初级之间, 次级2匝铜带. 带宽1.3cm (整个线圈有效宽度), 厚度0.13cm. 等效为两段, 每段一层. 铜带的厚度大于穿透深度 Δ , 以降低直流损耗. 而不增加交流损耗. 这是因为交流电流仅流过每匝的外边. 因导体很厚, 虽然 R_{ac} / R_{dc} 很大, 但减少了 R_{dc} , 而 R_{ac} 不变. 用一个实心铜导线次级, 层的厚度与导体的厚度相同, 0.1cm.

次级每层铜厚度即铜带厚度, 则 $Q = H / \Delta = 0.13 / 0.017 = 7.6$. 由图6.9中 $Q = 7.6$, 1层查得:

$$F_R = R_{ac} / R_{dc} = 7.5$$

而 $R_{dc} = \rho \times \text{平均匝长} \times N_s / (bw \cdot h) = 2.3 \times 10^{-6} \times 6.1 \times 2 / (1.3 \times 0.13) = 166 \mu \Omega$

$$P_{dc} = 166 \mu \Omega \times 20.25^2 = 0.068 \text{ W}$$

$$P_{ac} = 7.5 \times 166 \times 10^{-6} \times 24.5^2 = 0.75 \text{ W}$$

总的次级损耗:

$$0.068 \text{ W} + 0.75 \text{ W} = 0.82 \text{ W}$$

线圈初级和次级总的铜损耗:

$$0.82 \text{ W} + 0.56 \text{ W} = 1.38 \text{ W}$$

变压器磁芯加线圈总损耗:

$$0.84 \text{ W} + 1.38 \text{ W} = 2.22 \text{ W}$$

总功率损耗在绝对限制2.5W以下, 但稍超过最大温升40°C的2.1W.

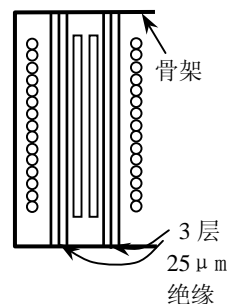


图 7-10

参考文献

1. 《Unitrode Magnetics Design Handbook 》—Magnetics Design for Switching Power Supplies Lloyd H. Dixon
2. 《Switching Power Supply Design》 Abraham I. Pressman Second Edition McGraw-Hill 1998
3. 《电力电子技术》丁道宏 航空工业出版社 1999
4. 《Philips Magnetic Components》1996 (Manual)

第八章 电感和反激变压器设计

滤波电感, 升压电感和反激变压器都是“功率电感”家族的成员。它们的功能是从源取得能量, 存储在磁场中, 然后将这些能量(减去损耗)传输到负载。反激变压器实际上是一个多绕组的耦合电感。与上一章变压器不同, 变压器不希望存储能量, 而反激变压器首先要存储能量, 再将磁能转化为电能传输出去。耦合滤波电感不同于反激变压器, 反激变压器先储能后释放; 而耦合滤波电感同时储能, 同时释放。

8.1 应用场合

应用电路拓扑、工作频率以及纹波电流等不同, 电感设计考虑的因素也不同。用于开关电源(参看图 8-1)的电感有:

- ① 单线圈电感—输出滤波电感(Buck)、升压电感(Boost)、反激电感(Buck-Boost)和输入滤波电感。
- ② 多线圈电感—耦合输出滤波电感、反激变压器。
- ③ EMI 共模滤波电感。

电路中, 电感有两个工作模式(图 8-2):

- ① 电感电流断续模式—瞬时安匝(在所有线圈中)在每个开关周期内有一部分时间停留在零状态。
- ② 电感电流连续模式—在一个周期内, 电感电流尽管可以过零(如倍流电路中滤波电感), 电感的安匝(磁势)没有停留在零的时间。

在电流连续模式中, 纹波电流通常非常小(同步整流除外), 线圈交流损耗和磁芯交流损耗一般不重要, 尽可能选择较大的磁通密度以便减少电感的体积, 饱和是限制选择磁通密度大小的主要因素。但在电流断续模式中交流损耗占主导地位, 磁芯和线圈设计与第 7 章正激变压器相似, 主要考虑的是磁芯损耗和线圈的交直流损耗引起的温升和对效率的影响。

8.1.1 输出滤波电感(Buck)

正激类输出滤波电感和 Buck 变换器输出电感(图 8-1(a))相同, 一般工作在电流连续模式(图 8-2(b))。电感量为

$$L \geq \frac{U_o T_{of}}{\Delta I} = \frac{U_o T_{of}}{2kI_o} = \frac{U_i D(1-D)}{2kfI_o} \quad (8-1)$$

式中 U_i —电感输入端电压(V);

$D=T_{on}/T$ —占空度;

$U_o=DU_i$ —输出电压(V);

$f=1/T$ —开关频率(Hz);

I_o —输出电流(A);

$T_{on}, T_{of}=T-T_{on}$ —输入电压的高电平(导通)时间和低电平(截止)时间。

$k=\Delta I/2I_o$ 。

允许的纹波电流 ΔI 越小, 即 k 越小, 电感 L 越大, 电流纹波越小, 可以选择较小的滤波电容;

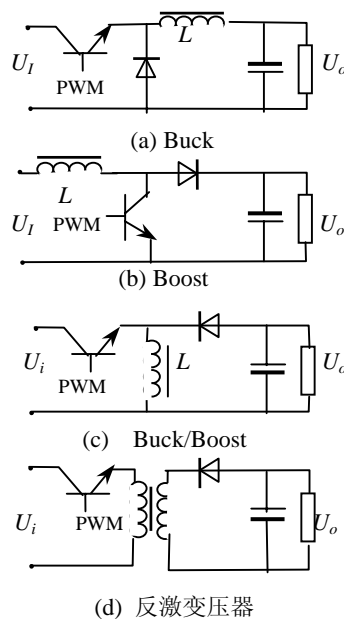


图 8-1 电感应用

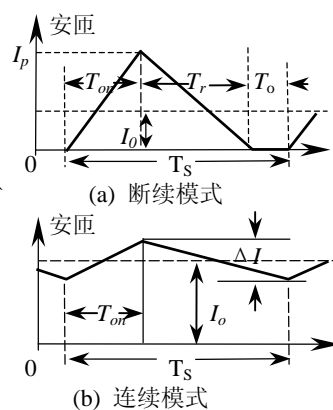


图 8-2 电感电流模式

反之, 电感 L 较小, 但电容较大。一般选取 $k=0.05\sim 0.1$ 。

例如, 假定满载电流 I_o 为 10A, 典型的峰峰值三角波纹波电流 ΔI 为 I_o 的 20%, 即 2A (在高 U_i 时最坏), 最坏情况下的纹波电流有效值是 $0.58A$ (式(6-24) $\Delta I / \sqrt{12}$), 而纹波电流有效值的平方仅 $0.333A$, 直流电流的平方是 100, 因此, 如果交流 I^2R 损耗等于直流损耗, R_{ac}/R_{dc} 比要大到 300 (图 6-9), 一般不可能达到 300。所以, 交流线圈损耗通常不重要。

此外, 磁芯有很大的直流偏磁, 纹波电流小, 相应的磁通密度摆幅也很小, 磁芯交流损耗也很小。因此磁芯的磁通密度选择得越高越好, 当然不应当饱和。这样, 普通损耗较大的高饱和磁通密度磁材料也可用作高频滤波电感。例如, 高饱和磁通密度的合金带, 象硅钢片 DG3-0.05mm 以下的带料可用到 40kHz。又如铁粉芯, Kool μ (铁铝硅粉芯) 可用到 100kHz, 可以减少成本和尺寸, 但磁芯损耗将变大些。

如果工作在断续模式(图 8-2(a)), 一般按满载时达到临界连续选择电感:

$$L \leq \frac{U_o T_{of}}{\Delta I} = \frac{U_o T_{of}}{2I_o} = \frac{U_i D(1-D)}{2fI_o} \quad (8-2)$$

式中 $\Delta I=2I_o$ 。比较(8-1)和(8-2)可见, 工作在电流断续时电感远小于电流连续时电感值。

不管是单线圈还是多线圈电感, 很少工作在电流断续模式。断续模式虽然电感小, 但首先输出滤波电容的纹波电流增加了, 要满足输出纹波电压要求, 电容量大, 损耗也大。其次磁芯磁通主要是脉动分量, 磁芯损耗大。线圈交流分量, 不仅考虑直流电阻损耗, 还要考虑交流电阻损耗, 线圈损耗增加。第三电流连续时输入峰值电流近似等于输出电流, 断续时, 峰值电流至少是输出电流的一倍, 加大了功率器件的定额。第四虽然减少了功率器件开通和二极管反向恢复损耗, 但功率管关断损耗由于电流加倍损耗也成倍增加。第五高频时, 电流断续要求较小的电感量 (式 (8-2)), 电感体积似乎可以减少, 但从第八章变压器设计知道, 在一定的比损耗下, 随着频率升高允许磁感应摆幅下降, 电感体积不会下降很多; 第六在多路输出时, 一路电感工作在断续模式, 交叉调节性能差。所以电感电流断续用于小功率。

8.1.2 Boost 和 Boost/Buck 电感

图 8-1(b)(c)所示的 Boost 和 Boost/Buck 电感通常设计在电流连续模式。所需的电感量:

$$L \geq \frac{U_i T_{on}}{\Delta I} = \frac{U_i D}{2k f I_i} \quad (8-3)$$

式中 $I_i=I_o/\eta(1-D)$ 一输入电流, Boost 中为输入电流平均值; Boost/Buck 中为输入电流导通时间电流的中值。

η —变换器效率。

其余符号和式 (8-2) 相同。

如同前面讨论的滤波电感一样, 电感设计通常受直流线圈损耗和磁芯饱和限制。但是不少 Boost 和反激电感设计在电流断续模式, 这是因为希望电感值小, 从而电感体积小。带来的问题与滤波电感相似的问题。断续时需要的电感量:

$$L < \frac{U_i T_{on}}{\Delta I} = \frac{U_i T_{on}}{2I_i} = \frac{U_i D(1-D)}{2fI_o} \quad (8-4)$$

在开关电源中, Boost 拓扑广泛应用于功率因数校正电路和低电压变换电源中。在 APFC (Active Power Factor Correction) 电路中, 因输入电压不是直流, 而是连续变化的电网整流的全波波形, 这就使得 Boost 电感设计复杂化。由于 U_i 随电网电压波形改变时, 高次谐波也随之发生很大变化。高频纹波电流、磁通摆幅、磁芯损耗和线圈损耗在整个整流电网周期中随着改变。

不同的 APFC 应用, 情况进一步复杂, Boost 拓扑可设计在极其不同的工作模式: 固定频率连续型、变频连续型、临界连续变频型、固定频率断续型、变频断续型和连续模式以及在电网电压低,

小电流期间和轻载时工作断续型。

和Buck型电感一样，Boost电感设计的限制因素是(a)整个电网周期中平均损耗；(b)在最大峰值电流时磁芯饱和。

磁芯最坏情况发生在最大峰值电流时可能饱和。在电网电压低时整流电压波形的峰值处出现最坏情况。最常应用的APFC是平均电流型，电感设计相似于电感电流连续Boost电感，设计时应保证最坏情况一低输入电压的输入电流峰值时磁芯不饱和。在输入电压 U_i 等于输出电压 U_o 一半时 ΔI 最大，是磁芯和线圈交流损耗最坏情况。但因为通常 ΔI 远小于低频电流，一般线圈交流损耗忽略不计，按低频电流有效值计算线圈损耗。磁芯损耗比一般Boost（非APFC）电感大些。

基本Boost拓扑没有电流限制能力。因此，常在轻载和空载启动APFC。即使这样，启动时，输入电源通过电感要给输出电容从零电压充电，将引起电路谐振或引起电感瞬态饱和，产生的冲击电流基本上与简单的电容滤波相同。在低功率应用时，选取更大容量的整流器件并在主输入电路串联一个小的功率电阻限流。在高功率时，通常要设计专门电路限制冲击电流过大，保护整流器。

限制启动冲击电流的电路如图8-3所示。

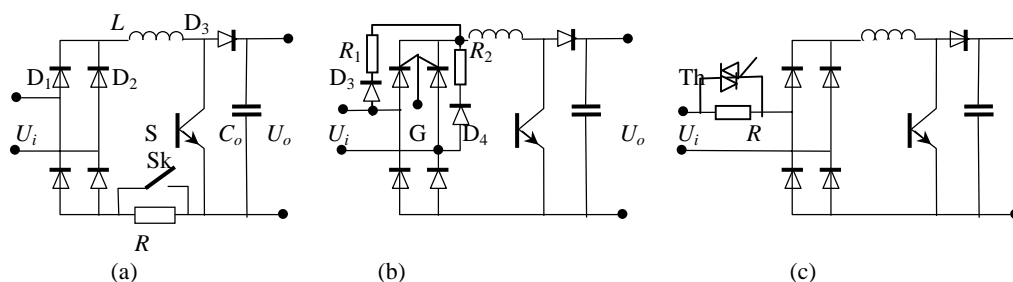


图 8-3 PFC 级启动限流措施

图8-3 (a) 在电路中串联一个限流电阻 R 。启动时，APFC功率管滞后启动，输入电压经整流电路、 L 、限流电阻 R 和升压二极管对输出电容充电，当输出电容电压达到设定电压时，控制开关 S_k 闭合，将限流电阻短路，随后启动APFC电路。

图(b)将图(a)中整流电路中二极管 D_1 和 D_2 换成晶闸管。启动时，晶闸管不触发，输入电压经与晶闸管并联的 D_3 、 R_1 和 D_4 、 R_2 整流。 R_1 和 R_2 和图(a)中的 R 功能相同，限制启动电流。同样当输出电容电压上升到定值时，用直流触发晶闸管导通，晶闸管作为二极管运行。也可以将电阻 R_1 和 R_2 合成一个电阻。

图(c)将限流电阻 R 移到交流侧，启动完成后，继电器或双向晶闸管 Th 触发导通，将限流电阻 R 短路。

为避免电感启动饱和和LC谐振，以上限流电路一般在整流输出和Boost输出端之间接一个二极管，启动时，将电感短路。

最简单的限流是在输出电容电路中串联一个负温度系数热敏电阻NTC(Negative Temperature Coefficient)或在主电路中串联一个正温度系数热敏电阻PTC(Positive Temperature Coefficient)。串联负温度系数热敏电阻在启动时冷态电阻较大，限制启动电流，正常工作以后，温度升高，电阻下降。这种电路对反复启动限流能力差，也等效增加了电容的ESR。在主电路中串联PTC，多次启动时，由于PTC温度升高，电阻增大，使电源不能满足低输入电压要求。

8.1.3 反激变压器

反激变压器即使工作在电流连续模式，尽管总安匝不会停留在零，但是，对于反激变压器的每个线圈来说，线圈电流总是处于断续状态。当然电流（安匝）断续更是如此。这是因为开关期间，电流（安匝）在初级和次级之间来回转换，如图8-4所示。即初级安匝减少时，次级安匝等量增加，反之亦然。虽然总安匝是连续的，纹波很小，但每个线圈的电流交替由零到最高峰值之间变化。无论什麼工作模式，线圈交流损耗大。磁芯与线圈不同，因总安匝纹波很小，磁芯有很大的直流偏磁，

很小的磁通密度摆幅。因此和先前讨论的电流连续模式一样，磁芯损耗很小。

安匝连续时所需的电感量：

$$L_1 \geq \frac{U_i T_{on}}{\Delta I_1} = \frac{U_i D}{2k f I_1} = \frac{U_i D(1-D)}{2k f I_o} \cdot \frac{N_1}{N_2} \quad (8-5)$$

式中 $k = \Delta I_1 / I_1 = \Delta I_2 / I_2$;

I_1, I_2 —初级和次级脉冲电流的中值。

N_1, N_2 —初级和次级匝数；其余符号与前面相同。

电流断续模式线圈和磁芯损耗都大。在最大负载时，仍保持断续。根据输入功率等于输出功率与功率级的损耗之和，则要求的电感量为：

$$L_1 \leq \frac{(U_{imin} D_{max})^2 \eta}{2 P_o f} \quad (8-6)$$

式中 U_{imin} —最低输入电压 (V)；

D_{max} —对应最低输入电压时最大占空比；

P_o —输出功率 (W)；

f —开关频率 (Hz)；

η —效率，初始设计可定为 80%。

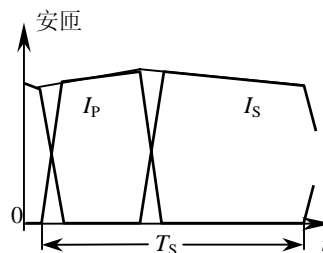


图 8-4 反激变压器电流

8.1.4 耦合滤波电感

在正激、半桥和全桥等变换器中，如果要求多路输出，通常各路输出各自单独用一个电感和一个电容滤波。输出电压仅一路闭环调节，其余输出电路开环工作。图8-5是3输出的正激变换器的例子，每路都有一个滤波电感。1#输出闭环工作，而其余各路开环工作。当各路电感电流连续时， n 路输出电压为

$$U_{no} = \left[(U_i - U_s) \frac{N_2}{N_1} - U_d \right] D \quad (8-7)$$

式中 U_i —输入直流电压；

U_s —功率管压降，还应当包含初级线圈电阻压降；

N_2 —次级线圈匝数；

N_1 —初级线圈匝数；

U_d —次级整流器压降，还应当包含电感线圈的电阻压降；

$D = T_{on} / T$ —占空度。

假定功率开关压降为1V，如果输出为10V以下的低电压，一般采用肖特基二极管整流和续流，压降为0.5V；如输出高电压采用快恢复二极管，一般在1V左右。上式可简化为

$$U_{no} = \left[(U_i - 1) \frac{N_2}{N_1} - 0.5 \right] D = [U_2 - 0.5] D \quad (8-7a)$$

式(8-7a)中 U_2 为输出次级线圈上电压幅值。由于1#输出 U_{o1} 是闭环调节，如果电感电流连续，整流压降变化很小，输出电压与负载基本上无关。当输入电压变化时，调节占空度 D 保持输出电压稳定，其它输出也应当稳定，只是由于开关压降、二极管压降以及线圈电阻压降随输出电流变化而变化，电感电流连续时一般输出电压变化不大。

如果某路输出电流减少到临界连续电流以下，该路输出电压将随负载电流变化，输出与输入电压的关系为

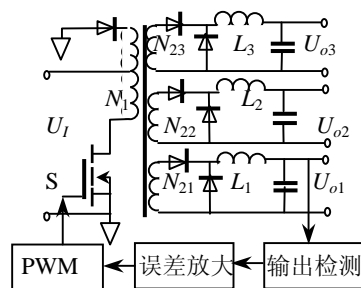


图 8-5 多路输出正激变换器

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{1 + I_o / (4I_{G\max} D^2)} \quad (8-8)$$

式中 I_o —电感电流断续时输出电流;

$I_{G\max} = U_2 T / 8L$ —占空度等于0.5时临界连续电流。

可见, 输出电压不仅与 D 有关, 而且还与负载电流有关。

如果输入电压不变, 仅1#输出电流下降到临界连续电流以下, 由式(8-8)可见, 为维持1#输出电压稳定, 占空度 D 比连续时将大大减少。而电流仍为连续的其它开环输出电压仍由式(8-7)决定, 输出电压随闭环调节的占空度下降而跟随减少。反之, 如1#电感电流连续, 而开环中的一路负载电流下降到临界连续电流以下, 即负载电阻加大($R_L = U_o / I_o$), 由于闭环输出决定的占空度未变, 即导通时间不变, 使得开环电感电流断续的输出电容充电时间不变, 负载电阻加大而电容放电不足, 输出电压升高。这就是交叉调节问题。开环输出电压有可能变化达200~300%。每一路都存在最小电流问题。

每路独立电感还存在动态交叉调节问题。例如负载跃变时, 由于滤波电感存储和释放能量需要时间, 引起输出电压大幅度波动。假定开环的一路由满载下降到很小电流(负载电阻加大), 例如接近临界电流, 存储在电感中的能量以满载电流放电, 通过输出电压的升高消耗电感上的储能。因占空度由闭环决定而不变, 输出电压升高, 导通电流上升率下降, 电流下降率加快, 直到将电感中多余的储能消耗完, 输出电压才能回到稳定值。如果闭环输出负载发生突变, 通过反馈迅速改变占空度, 将输出电压调节到稳定值。但是, 尽管开环各路负载未发生变化, 闭环环路的占空度一旦发生变化, 开环各路输出电压随之波动。

在输出过载时, 为避免各路滤波电感饱和, 单独电感滤波每路输出必须单独设置电流限制。此外, 对初级说来, 所有的次级是并联的。各路输出都有自己的滤波器, 谐振点不同。在谐振频率时相当于一个电流源。变换器只一路受控, 由于谐振频率点高阻抗特性, 引起闭环环路增益下降和相移, 尤其是对电流型控制闭环回路影响特别严重。

以上分析看到, 多路输出单独滤波电感存在许多固有的缺点。但多路输出中通常只有一路或两路是比较重要的负载, 往往是最低电压, 如5V, 输出电流最大。其余输出如果希望高精度, 常常后续一个线性稳压或磁调节器达到所需的稳定度要求。但有些负载, 如风扇, 运算放大器和驱动电路等供电电源, 即使电压在1~2V范围变化, 也是允许的。只要每路工作在电感电流连续状态, 负载电压调节通常在1V以下, 完全能满足使用要求。

要使电感电流工作在连续状态, 减少交叉调节问题, 多路输出可公用一个耦合滤波电感。为了使得问题简化, 假定输出只有两路, 同时开关管和二极管为理想器件。两路次级电压幅值分别为 U_{21} 和 U_{22} , 首先讨论两路用独立电感 L_1 和 L_2 。电感电流连续时输出电压分别为

$$U_{o1} = DU_{21} \quad (8-9a)$$

$$U_{o2} = DU_{22} \quad (8-9b)$$

因为两个次级线圈绕在一个变压器上, $U_{21}/U_{22} = N_{21}/N_{22}$ 。如果 $U_{o1} < U_{o2}$, 将 U_{22} 折合到 U_{21} : $U_{22}' = N_{21} U_{22} / N_{22}$ 。因此有

$$U_{o2}' = DU_{22}' = U_{o1} \quad (8-10)$$

因为折合到低压端的输入电压相等, 可以并联在一起。对同一个输入来说, 相当于两个电感并联, 输入电流的变化率为

$$U_i - U_o = L \frac{di}{dt} = L \frac{\Delta I}{T_{on}} \quad (8-11)$$

如果将两个并联的电感线圈绕在一个磁芯上一耦合电感, L_1 和2#输出折合到1#输出的电感 L_2' 的匝数必须相等。否则引起的不同的互感电势, 在两个输出之间引起环流, 导致输出纹波加大。因此, 每路输出滤波耦合电感的匝比必须与变压器次级匝比精确相同。

由于是耦合电感，存储和释放能量是在一个磁芯磁场中，每个支路的能量的变化只占总能量的一部分，因此交叉调节的影响大大下降，一般10~30%左右，而不是200~300%。

当折合到一个输出时，两个输出合并为一输出，总电流是两者之和。如果输出电容ESR也按比例折合时，纹波电流也按比例分配。实际上，各耦合线圈的之间存在不耦合的漏感和引线电感，而且互不相等，这时带有漏感的耦合电感等效电路如图8-6所示。 L_m 为耦合电感，流过总的纹波电流(式(8-11))。 L_{s1} 为1#输出电感的漏感和引线电感； L_{s2}' 为2#输出折合到1#输出电感的漏感和引线电感。显然纹波电流按回路的阻抗反比分配。由等效电路可见，因负载阻抗比电容ESR小得多，回路阻抗主要是 L_s 和电容的ESR决定。而2#输出折合到1#输出的 L_{s2}' 和ESR2'都要除以变比的平方。因2#输出高于1#输出，同时2#输出如果小于50V，输出电容的ESR随容量反比增加，但小于反比倍数，折算值小于ESR1。并通过线圈绕在最里层（贴近磁芯）等工艺手段减少 L_{s2}' 的漏感部分，而引线电感除以变比平方远小于低压端的引线影响，尤其在200kHz以上，引线电感对低压端影响显著。因此 $L_{s2}' < L_{s1}$ 。这样在高压端可以处理了大部分纹波电流。从以上分析还可以看到，控制各耦合电感的漏感，控制了各路纹波电流的分配。如果在高压端采用双向同步整流，允许电感电流双向流通，甚至消除了系统的最小电流问题。

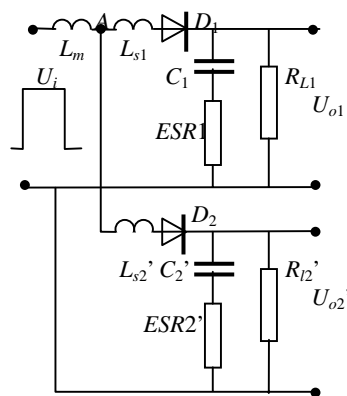


图 8-6 耦合电感等效电路

根据这一纹波分配原理，可用来减少输出滤波电容。在输出滤波电感上绕有两个耦合线圈—交流线圈和直流线圈，交流线圈紧贴磁芯，漏感很小，而直流线圈绕在最外层，具有较大的漏感。两个线圈的输入端连接在一起，直流线圈另一端接输出常规输出电容 C_1 输出；交流线圈另一端经谐振电容 C_2 接到输出公共端。等效电路如图8-7所示。交流线圈与耦合电感对输入开关基波频率谐振，流过大部分纹波，而直流线圈输出纹波电流很小。

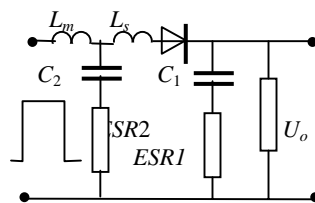


图 8-7 减少滤波电容的耦合电感等效电路

在设计多路耦合电感时，所有耦合电感支路折合到最低输出端，根据总输出电流按单线圈选取磁芯、总导线截面积以及线圈导线尺寸、匝数。然后根据各路实际电流和次级匝比得到各线圈匝数和尺寸。各线圈应当良好耦合，高压承担更大纹波电流，一般紧贴磁芯时漏感（2%左右）较小。但漏感不应当超过10%，否则交叉调节变差。

8.2 损耗和温升

第六章讨论的温升限制、损耗和变压器热阻等关系，通常也适用于电感。

设计电流断续模式电感时，磁芯损耗大。如磁芯损耗近似等于线圈损耗，总损耗最小，电感体积也最小。当电感电流连续时，磁芯损耗通常忽略不计，因此线圈损耗就是总的损耗。

8.3 磁芯

8.3.1 磁芯气隙

理想的具有高矩形度的磁芯材料是不储能的。实际高磁导率材料磁芯存储很少的能量，送入到磁芯能量的一部分为磁滞损耗，最终消耗掉。电感是一个能量存储元件。为了有效地存储和返回能量到电路中去，并要求体积最小，由式(1-13)可知，在磁芯不饱和情况下，磁导率不能太高，但又不能太小。为此，在高磁导率材料磁芯中串联一个非磁气隙，用来调整有效磁导率 μ_e 。在铁氧体或合金带料磁芯中，需要一个单独的气隙。但在粉末金属磁芯中，气隙分布在磁性金属粉末之间—

粘结剂所占的空间。

磁元件在储存和释放磁能时，磁芯中存在：（a）能量的存储和释放伴随着磁通的变化，由此引起磁芯损耗；（b）磁芯会饱和。饱和后磁材料在一定磁通密度以上，磁芯组成的磁路成了高磁阻。磁芯损耗引起的温升和有限的饱和磁感应限制了气隙磁芯存储能量的能力。

体积最小，成本最低的电感是设计追求的目标。体积最小意味着磁芯利用最好，损耗最小。在特定的应用条件下，最佳磁芯利用率（最小体积）与最佳气隙长度有关（分布气隙的磁粉芯是有效磁导率 μ_e ）。不同应用或不同频率的相同的磁芯，最佳气隙长度不同。磁芯利用最好，就要求磁芯工作在最大磁通密度（受饱和磁感应或磁芯损耗限制）和最大线圈电流密度（受线圈损耗限制）时最佳气隙长度，才能获得最小的磁芯尺寸。所以电感设计就是要寻求最佳气隙长度（对于分布气隙求最佳 μ_e ）。

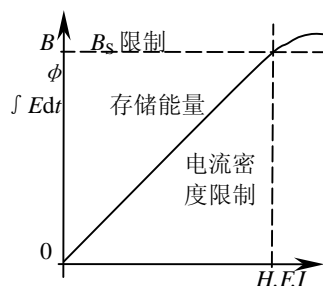
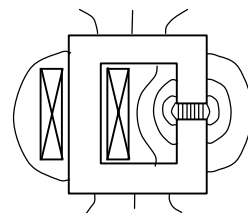


图 8-8 磁芯最佳利用

图 8-8 示出了最佳气隙磁芯特性曲线，纵坐标受磁芯最大磁感应 B_s 限制；横坐标磁场强度受线圈最大电流密度限制。特性曲线和纵坐标之间的面积表示磁芯储能能力。其它气隙尺寸（不是最佳，特性斜率不同）小于图示存储的能量。一般很难做到磁芯最佳利用。

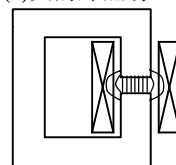
在第三章我们看到，如果高磁导率材料的磁芯没有气隙，线圈均匀分布在磁芯上，沿着磁路各点磁位差是很小的，也就是说，散磁很小。当气隙在整个磁芯分布时，象磁粉芯材料，线圈也必须均匀分布在磁芯的长度上。如环形磁粉芯线圈均匀分布在磁芯上，杂散磁通最小。但如果在高磁导率磁路有一个气隙，几乎全部激励磁场加在气隙上，在气隙边缘和邻近的磁路上存在严重的边缘磁通和外部的杂散磁通。为了减少杂散磁通，应将线圈分布与气隙一致。

例如，图 8-9a 所示的 C 型磁芯，气隙在一个芯柱上。线圈放在气隙对面的芯柱（无气隙）上，整个线圈产生的磁势加在磁芯上，很大的杂散磁通向外扩散到器件外，再加上气隙端面磁通。存储在外磁场的杂散能量可能和气隙储能差不多，使电感值远大于期望的电感值。这些杂散磁通将噪声和 EMI 耦合到外电路和外部空间。气隙越大，杂散磁通比例越大，很难预计杂散磁通增加的电感量。虽然在第三章介绍了不同磁路的电感计算方法，精确计算仍很困难。



(a) 大的外磁场

但如果将相同的线圈放置在气隙芯柱上，如图 8-9b 所示。整个线圈磁势直接降落在气隙长度上。加在线圈长度以外的磁路磁压降近似为零，磁位差很小，散磁通也就很小。对外电路干扰大大减少。对于 E 型（EE，EC，ETD，RM 等等）磁芯，两半磁芯之间的气隙为中柱气隙的一倍。气隙最好开在中柱上，边柱不留气隙，达到和图 8-9(b) 相同的结果。



(b) 最小外磁场

图 8-9 散磁通

当一个线圈直接放在气隙上时，如果气隙大小与端面尺寸之比在 1/20 以下时，边缘磁通影响较小，可近似用式(3-12)计算电感。如果气隙尺寸较大，则不可忽略边缘磁通，应当采用式(3-22)~(3-23)计算。

应当注意的是，杂散磁通、边缘磁通和端面磁通全部通过线圈中心的磁芯截面，这里磁芯磁通密度最大，可能过早发生饱和。应当在按本章后面设计步骤 7 和 8 设计计算的气隙长度和匝数之后，校核磁芯最大磁通密度，并通过一个样品电感来验证。

如果测量的电感值太大，不要减少匝数，这样可能会使损耗过大或磁芯饱和。可增加气隙来减少电感。如果测量电感太小，可以增加匝数，但是磁芯利用率低，线圈损耗过大。最好通过减少气隙长度来增加电感。

8.3.2 散磁引起的损耗

为减少散磁通和磁场干扰，线圈应当放置气隙芯柱上。但是气隙边缘磁通穿过线圈，靠近气隙的线圈的一些匝数处于高磁通密度的边缘磁场中。如果磁通摆幅很大时，处于高磁通密度的线圈中可能出现非常大的涡流损耗，造成严重过热。这个问题对电流断续模式的反激变压器和Boost电感尤其严重，因为满载时磁通摆幅非常大。对于滤波电感，或设计成电流连续模式任何电感，磁通变化量很小，问题不很严重。

对于工作在大磁通摆幅的磁元件，一般采取以下办法：（1）虽然应当将线圈直接放在中心柱气隙上，但不要把线圈放在气隙附近，用一个非磁的垫片放置在边缘磁通很强的空间代替线圈占有的空间。（2）将线圈包围中柱的一个气隙分成两个，三个或更多小气隙，并均匀分布在中心柱上，即将中柱分割成两个或更多段。因为磁芯边缘磁通的扩散距离正比于气隙长度，几个小气隙将大大减少了扩散的边缘磁场，这使得电感计算较为精确。（3）用一个铁粉芯棒代替气隙，插入到铁氧体的中心柱，则可大大减少边缘磁通。气隙均匀分布在铁粉芯中，柱的长度等于线圈宽度，虽然很成功地消除了边缘磁场，但高频时磁粉芯交流损耗较大。

电感工作在断续模式时，磁通摆幅很大，或者是逆变器交流输出滤波电感，线圈直接放置气隙芯柱上交流损耗大。用两半磁芯分开作为气隙，这样中心柱一半气隙，边柱一半气隙，避免研磨中心柱。这将扩散相当大杂散磁通到电感的外边，辐射EMI，并使电感加大，计算困难。这就如图8-9a和b综合在一起的情形。减少了气隙的边缘磁通引起的涡流。为了减少对外部扩散磁场，用一层铜带围在紧贴线圈、边柱外边形成一个短路环。磁芯向外界发散任何磁通时，如果与外短路环链合，在短路环中感应一个电流，此电流产生的磁场抵销散磁通的外泄。

8.3.3 扩大电感磁通摆幅

在电流连续模式电感中，存在很大的直流分量，总磁通密度 $B + \Delta B$ 受饱和限制，磁芯磁通密度变化分量不能选取太大。在体积要求严格的电感中，可以用永久磁铁将直流分量抵销或减少，这样可选取较大的 ΔB 。永久磁铁产生的磁场与直流偏置磁场方向相反，即永久磁铁工作在第二象限，软磁磁芯工作在第三和第一象限。因为有较强的交流分量，永久磁铁工作在去磁曲线的恢复曲线上，要求去磁局部磁导率和恢复磁导率相等，即去磁曲线是 B_r 和 H_c 之间一条直线。同时永磁材料应当具有很高的矫顽磁力 H_c 和高剩磁感应 B_r 。一般只有稀土永磁材料才具有这一性质。

如果永久磁铁去磁曲线（第二象限）为直线，去磁曲线上任意点的磁感应为

$$B = B_r - \frac{B_r}{H_c} H = B_r - \mu_0 \mu_d H$$

式中 μ_d —去磁曲线相对磁导率。将长度为 l_m 的永久磁铁嵌入相对磁导率为 μ_r 的软磁磁芯中，磁芯的有效磁路长度为 l_e ，嵌入的永磁截面积与软磁磁芯有效截面积相同，且为 A_e 。由于截面积相同，磁感应强度也相等。则根据安培环路定律有

$$H_c l_m = H l_m + H_c l_e = \frac{B l_m}{\mu_0 \mu_d} + \frac{B l_e}{\mu_0 \mu_r} = \frac{B l_e}{\mu_0 \mu_e}$$

式中 $\mu_e = \left(\frac{l_m}{l_e \mu_d} + \frac{1}{\mu_r} \right)^{-1}$ —带有永久磁铁时的磁系统有效磁导率，相当与气隙磁芯有效磁导率。一般有效磁导率右边括弧中第二远远小于第一项， $\mu_e \approx \mu_d l_e / l_m$ 。

线圈的直流偏磁与永磁的激磁方向相反，即在线圈没有通电流时，软磁磁芯工作在第三象限。当线圈通电流后，磁化到第一象限。因此软磁材料的饱和磁感应应当大于永久磁铁的剩磁感应。线圈电流对于永久磁铁是去磁磁势，为了永磁稳定工作，线圈最大磁势 NI 应当小于永久磁铁矫顽磁势 $H_c l_m$ 。

8.3.4 磁芯材料和形状

在频率超过50kHz,工作在断续模式的电感磁芯材料,最好选择铁氧体材料,与正激变换器磁芯相似。但是,在连续模式,纹波电流很小,对应磁通密度摆幅也小,铁氧体通常受饱和限制。在这种情况下,可采用高饱和磁感应但磁芯损耗较大的材料,象铁粉芯, Kool μ , 皮莫合金粉芯,或带气隙的合金带磁芯可减少体积,成本。但是,金属磁粉芯B-H特性在大电流时可能比较“软”,电感随负载电流增加而减少,成为非线性电感。这在一般开关电源是不希望的。

对工作在电流连续模式的电感来说,因为交流损耗通常很低,滤波电感磁芯形状和窗口不是很重要的。但对于断续模式的电感,特别是反激变压器,窗口面积特别重要。窗口应尽可能宽,使线圈宽度最大而层数最少,从而减少交流电阻。同时,宽窗口也减少漏感,电网绝缘要求的爬电距离影响较小。宽窗口线圈需要的高度低,窗口利用率通常比较好。

已经在第四节讨论过,在相同的磁芯尺寸时,罐型和PQ型窗口面积小。窗口形状不适宜反激变压器和电流断续模式电感。

EC, ETD, LP磁芯是全部EE磁芯形状,有大的而宽的窗口。这些磁芯形状采用宽铜带的线圈,特别是工作于连续模式,交流线圈损耗小。

磁粉芯环形磁芯,线圈均匀分布整个磁芯上,杂散磁通和EMI扩散都很小,可用于任何电感和反激变压器。但大功率绕线困难。不要选择环形铁氧体气隙磁芯,绕线困难,散磁也大。

8.3.5 决定磁芯尺寸

在第七章式(7-6)讨论用面积乘积公式粗选变压器磁芯尺寸。电感磁芯尺寸粗选也可利用面积乘积公式。如损耗不严重,饱和限制磁芯的最大磁通密度 B_{max} ,面积乘积经验公式为:

$$AP = A_w A_c = \left[\frac{LI_{Sp}}{B_{max}} \cdot \frac{I_{1L}}{K_1} \right]^{4/3} \text{cm}^4 \quad (8-12a)$$

磁芯损耗严重时,损耗限制的磁通摆幅 ΔB ,面积乘积为:

$$AP = A_w A_c = \left[\frac{L\Delta I}{\Delta B_{max}} \cdot \frac{I_{FL}}{K_2} \right]^{4/3} \text{cm}^4 \quad (8-12b)$$

其中 L —电感(H);

I_{Sp} —最大峰值短路电流(A);

B_{max} —饱和限制的最大磁通密度(T);

ΔI —初级电流变化量(A);

ΔB_{max} —最大磁通密度摆幅(T);

I_{1L} —满载初级电流有效值;

$$K_1, K_2 = J_{max} k_{1w} \times 10^{-4} \quad (8-13)$$

其中: J_{max} —最大电流密度(A);

k_{1w} —初级铜面积/窗口面积;

10^{-4} —由米变换为厘米的系数。

对于单线圈电感,以上的初级就是整个线圈。

k_{1w} 表示线圈窗口的利用率。单线圈电感, k_{1w} 是总的铜面积与窗口面积 A_w 之比,即充填系数 k_w 。对于反激变压器, k_{1w} 是初级铜的面积与总的窗口面积之比。 K_1, K_2 及 k_{1w} 如表8-1所示。

在饱和限制公式(8-12a)中,假定线圈损耗比磁芯损耗大得多, K_1 是根据自然冷却的情况下,电流密度取420A/cm²时的经验值。

表 8-1

应用	k_{1w}	K_1	K_2
单线圈电感	0.7	0.03	0.021
多线圈滤波电感	0.65	0.027	0.019
Buck/Boost 电感	0.3	0.013	0.009
反激变压器	0.2	0.0085	0.006

在公式(8-12b)中, 损耗决定最大磁通摆幅。假定磁芯损耗和线圈损耗近似相等, 所以, 线圈损耗是总损耗一半, 将电流密度减少到 $297\text{A}/\text{cm}^2(420 \times 0.707)$, 则 $K_2=0.707 \times K_1$ 。

在两个面积乘积公式(8-12)中, 假定都采用第六章限制高频集肤效应的技术, 线圈增加的高频损耗小于总线圈损耗的1/3。

强迫冷却允许高损耗(但减少了效率)。K值因电流密度提高而增大, 使磁芯面积乘积下降。

面积乘积公式的4/3方表示磁芯尺寸增加, 磁芯和线圈(产生损耗)体积增加大于表面积的增加(通过表面散热)。因此磁芯大的功率密度降低。

对于磁芯损耗限制的情况, 式(8-12b)中 ΔB_{max} 是假定磁芯损耗为 $100\text{mW}/\text{cm}^3$ 的近似值—自然冷却典型最大值。根据所使用的磁芯材料, 从材料的磁芯比损耗曲线纵坐标的 $100\text{mW}/\text{cm}^3$ (如图4-20)处, 水平直线交到相应的开关工作(纹波)频率损耗曲线, 再由交点向下求得“磁通密度”刻度。因损耗是在对称磁化时求得的, 对于单向磁化, 应将得到的磁通密度值乘以2, 即得到峰峰值磁通密度 ΔB_{max} 。如果单位是高斯, ΔB_{max} 除以 10^4 , 单位变换为T。也可以利用表4-15中拟合参数计算。

如果电感工作在电流连续模式, 例如图8-1(a) Buck输出滤波电感, 稳态电流波形如图(8-2b)所示。气隙磁阻远大于导磁体总磁阻, 磁芯的非线性被气隙的线性“湮没”了(图4-12)。因此在饱和磁感应以下, 有效磁导率基本上是常数。电路中电感采用气隙磁芯, 电感量为L, 匝数N, 磁芯有效截面积 A_e , 磁路长度为l, 气隙长度 δ 。当晶体管导通时, 根据电磁感应定律有

$$U_i - U_o = L \frac{\Delta I}{T_{on}} = N \frac{A \Delta B}{T_{on}} \quad (8-14)$$

电感峰值电流为 I_p , 根据回路安培定律有

$$NI_p = H_c l + H_g \delta \quad (8-15)$$

当气隙很小时, 忽略边缘磁导, 气隙端面磁通与磁芯磁通相等, 并考虑到 $L=N^2 \mu_0 A_e / \delta$, 得到

$$\begin{aligned} \Delta I &= \frac{\delta \Delta B}{N \mu_0} \\ I_p &= \frac{\delta B_p}{N \mu_0} \end{aligned} \quad (8-16)$$

令 $k = \Delta I / 2I_p$ 。根据式(8-16)得到

$$\frac{\Delta B}{B_p} = \frac{\Delta I}{I_p} = 2k \quad (8-17)$$

当电感平均电流减少时, 纹波电流幅值不变, 当 $I = I_G = \Delta I / 2$, 如果电感电流继续减少, 电感电流断续, 输出电压与输入电压不再保持 $U_o = DU_i$ 的线性关系。k越小, 电流纹波小, I_G 越小, 线性范围越大; 但电感越大。反之, 电流纹波大, 电感越小。如前所述, 通常选取 $k=0.05 \sim 0.1$ 。

从式(8-17)可见, 当 $k=0.05 \sim 0.1$ 时, 磁通密度的脉动分量很小, 在开关频率低于250kHz以下, 通常磁芯损耗一般不超过 $100\text{mW}/\text{cm}^3$ 。磁通密度取值受饱和限制。因此磁芯的峰值磁通密度为

$$\Delta B / 2k = B_p < B_s \quad (8-18)$$

工作在电流连续模式的Boost和Buck/Boost电感以及反激变压器, 总的纹波安匝只是满载安匝的很小的百分比, 同样是饱和限制了最大磁通密度。在这种情况下, 使用损耗较大, 但饱和磁通密度高, 象磁粉芯材料Kool μ , 或合金带料磁芯, 就可以减少尺寸、重量和成本。

如果不能肯定是磁芯损耗限制还是饱和限制, 用两个公式计算, 并采用最大面积乘积的那一个。

初始磁芯尺寸计算虽不是很精确的, 但可以减少迭代的次数。设计完成的电感, 在电路和应用环境中, 应当用热电偶插入到工作的样件中心点, 测量热点温升, 检验是否在合理的范围以内。

8.4 电感计算

通用计算电感的几个方法:

8.4.1 气隙磁芯电感

带有气隙的磁芯的磁路通常都是很高磁导率（ $\mu_r=3000\sim 100000$ ）的磁性材料和小的非磁间隙（ $\mu_r=1$ ）串联组成。磁材料的磁阻比气隙磁阻小得多，通常在计算时忽略不计。根据式(3-50)得到：

$$L = N^2 G_{\delta} = \frac{\mu_0 N^2 A_{\delta}}{\delta} \times 10^{-2} (H) \quad (8-19a)$$

上式中长度单位为为cm。 A_{δ} —校正气隙截面积(cm^2)。通常通过调整气隙尺寸，调整电感量。

8.4.2 磁粉芯和恒导磁芯电感

如果磁芯是磁粉芯或恒导合金，磁导率 μ_r 一般在10~300。可等效为高磁导率材料磁芯与一个不同长度的气隙串联，这里总气隙不能测量。根据式(3-51)得到

$$L = \alpha N^2 G = \alpha \frac{\mu_0 \mu_r N^2 A_e}{l_e} \times 10^{-2} (H) \quad (8-19b)$$

尺寸为cm。式中 α 是磁粉芯磁导率 μ_r 随着直流偏置加大而下降的百分比，根据直流偏置磁场、初始磁导率从相关曲线上查得。

8.4.3 利用电感系数 A_L 计算电感

对于指定材料（ μ_r ）和规格（有效截面 A_e 和磁路长度）的磁芯，在预留气隙和无气隙的铁氧体磁芯或磁粉芯手册中常常以mH/1000匝或nH/匝给出电感系数 A_L 。仅提供了磁芯给定匝数计算电感的一般方法。如果 A_L 是 $\mu\text{H}/1000$ 匝,N匝的电感量为

$$L = N^2 A_L \times 10^{-6} \quad (\mu\text{H}) \quad (8-20)$$

根据式(8-20)方便地计算某材料和规格的磁芯给定匝数的电感量。例如计算变压器的初级电感量，可作为计算激磁电流参考。但该式不好决定电感器最佳气隙长度和最佳有效磁导率。在电感设计过程中，仍需要根据电路电流和电流变化量，应用以前的公式求得需要的电感、最佳气隙长度 δ 或有效磁导率 μ_e ，以获得用先前公式计算的电感。

8.5 电感设计

8.5.1 设计步骤

(1) 根据电路拓扑决定电路设计参数：电感量 L ，满载直流电感电流 I_L ，最大纹波电流 ΔI ，最大峰值短路限制电流 I_{Sp} ，最大允许损耗和最大温升。

对Buck类最大纹波出现在最高 U_i 情况下，而Boost类是在最低 U_i 时。Buck类满载电感电流等于负载电流。

(2) 根据工作频率和使用场合选择磁芯材料。参阅第六章。

(3) 决定磁芯工作的最大磁通密度和最大磁通摆幅（受饱和或损耗限制）：如果电感工作在电流连续模式，在电流最大峰值短路电流 I_{Sp} 时，磁芯最大磁感应 B_{\max} 不应当超过 B_S （一般功率铁氧体在100℃时为0.3T（3000Gs））。因为磁芯有气隙，气隙对磁芯 $B-H$ 曲线有明显的影响（图4-12），在饱和之前基本上是线性的。根据式(8-18)得到：

$$\Delta B_{\max} = 2k B_{\max} \quad (8-21)$$

将得到的 ΔB_{\max} 值除以2，将峰峰制值转换成峰值，到损耗曲线（图4-20）“磁通密度”（实际峰值磁通密度）坐标，垂直向上交到纹波频率曲线，水平引向到纵坐标，求得磁芯的比损耗。如果比损耗大大小于 $100\text{mW}/\text{cm}^3$ ，磁芯肯定受饱和和限制，则计算的 ΔB_{\max} 无效。但如果磁芯损耗远大于 $100\text{mW}/\text{cm}^3$ 时，磁芯受损耗限制，必须减少 ΔB_{\max} 值，以使得损耗在允许范围之内（步骤5）。如果磁感应受损耗限制，在 I_{Sp} 时的磁通密度小于 B_{\max} 。

上述磁通密度与电流的直流和脉动分量一一对应的方法只是在磁特性为线性时才能成立。通常铁氧体和合金带料有气隙的磁芯符合这种情况。而磁粉芯磁芯在相当大的范围内 μ_r 是非线性的。如果工作频率很高,例如100kHz以上,磁粉芯损耗大,工作磁通密度远低于饱和磁通密度,但这里线性较好。尽管如此,决定损耗和最大允许磁通密度摆幅还是以磁芯生产厂提供的数据为准。

(4) 粗选磁芯的形状和尺寸: 没有经验的设计者应当应用面积乘积公式(式8-12a,8-12b),或产品手册。

(5) 决定损耗限制: 首先,由手册资料决定热阻(如表10.3.7)。或按式(6-16)或(6-18)计算 R_T 。由最大温升和热阻计算出允许的损耗功率。将温升允许的损耗与绝对限制的损耗比较,采用其中最小值。如果磁芯是损耗限制,而不是饱和限制,将损耗分成两半,一半是磁芯损耗,一半是线圈损耗。然后应用磁芯限制的损耗到损耗曲线上找到将要产生损耗的 ΔB_{\max} 值。

(6) 由所需电感量计算线圈匝数 N : 在步骤(3)或(5)决定的最大磁通密度摆幅。由电磁感应定律得到

$$E = N \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = N A_e \frac{\Delta B}{\Delta t}$$

$$E = L \frac{\Delta i}{\Delta t}$$

联解以上两式 ($L = \mu H A_e - \text{cm}^2$):

$$N = \frac{L \Delta I_{\max}}{\Delta B_{\max} A_e} \times 10^{-2} \quad (8-22)$$

N 必须取整数值。如果 N 取较小的整数,磁芯可能饱和。或者,如果磁芯为损耗所限制,磁芯损耗将大于预计值。然而,线圈损耗将减少。如果 N 取较大的整数值,磁芯损耗将减少,而线圈损耗将增加。当 N 匝数很少时,取较大匝数比较小匝数线圈损耗增加很大。如果减少的线圈损耗超过磁芯增加的损耗,取较小整数较好。如果电感有多个线圈,通常最低输出电压一路的线圈匝数也最少。如果取整,这样离最佳太远,有时只能选择较大的磁芯。改变匝数也是可能的,或采用较小的电感值(引起较大的纹波电流),来避免损耗增加,要么选取较大磁芯。

有了 L 、 ΔI 和磁芯参数,由式(8-22)计算匝数 N 。在 N 值取整后,再由式(8-22)重新计算 ΔB ,然后由 ΔB 求磁芯损耗。

(7) 根据所需的电感量计算气隙长度 δ : 经上一步得到取整的匝数 N ,利用式(8-19)~(8-20)计算电感量。对于气隙磁芯,有效磁路长度是气隙 δ ,中柱有效截面积 A_e ,一般必须考虑边缘磁场修正系数(式(3-23)和(3-23b)),以获得有效气隙截面积 A_g 。

$$\text{矩形} \quad \delta = \mu_0 N^2 \frac{A_g}{L} \times 10^4 \quad (8-23a)$$

$$\text{圆} \quad \delta = \mu_0 N^2 \frac{A_e}{L} \left(1 + \frac{\delta}{D_{cp}} \right)^2 \times 10^4 \quad (8-23b)$$

($L = \mu H$, 尺寸—cm)

上式中右边面积修正系数与 δ 大小有关。一般先假定 $k_\delta = A_g/A_e$ 值,代入式(8-23)计算出新的 δ 值。应用新的 δ 值的气隙修正,重新计算,迭代2~3次。

对于分布气隙磁粉芯磁芯,计算所需的有效磁导率,以获得希望的电感值(或计算电感系数 A_L):

$$\mu_e = \frac{L l_e}{\mu_0 N^2 A_e} \times 10^{-4} \quad (8-24)$$

($L = \mu H$, 尺寸—cm)

(8) 计算导体尺寸和线圈电阻(详细参考下面的例子)

铜的电阻率

$$\rho_{cu} = 1.724 \left[1 + \frac{(T-20)}{234.5} \right] \times 10^{-6} (\Omega \cdot \text{cm})$$

100°C时

$$\rho_{cu} = 2.30 \times 10^{-6} (\Omega \cdot \text{cm})$$

直流电阻(尺寸cm)

$$R_{dc} = \frac{\rho_{cu} l}{A_{cu}} (\Omega) \quad (8-25)$$

式中 $l = N l_{av}$ —线圈导线长度 (cm);

l_{av} —平均匝长;

A_{cu} —导线截面积 (cm^2)。

(9)计算线圈损耗, 总损耗, 和温升

如果损耗或温升太高或太低, 用一个大的或小的磁芯迭代。

用一个设计例子, 充分说明设计步骤。

8.5.2 举例—Buck输出滤波电感

例1 电流连续输出滤波电感设计

在第七章设计了一个输出5V, 50A的正激变换器。现在来设计该电源的输出滤波电感。

(1) 首先决定电感供电电源的参数: 电感输入电压是正激变换器的次级电压, 它是变换器输入电压除以变比(7.5:1):

电压范围: 13.35~25.33V

输出: 5V

满载电流 I_o : 50A

电路拓扑: 正激变换器

开关频率 f : 200kHz

最大占空度: 0.405(在最小 U_{imin})

最小占空度: 0.213(在最大 U_{imax})

最大纹波电流 ΔI : 50A×20%=10A

最大峰值电流 I_{pmax} : 65A

电感量 L : 2.2 μH ($L = U_o' T_{off} / \Delta I = 5.4 \times 5 \times 10^{-6} \times 0.787 / 10 = 2.2 \mu\text{H}$)

最大(绝对)损耗: 2.5W (由变换器效率和输出功率获得损耗值, 再分配到电感的允许损耗值)

最大温升 $^{\circ}\text{C}$: 40 $^{\circ}\text{C}$

冷却方式: 自然对流

(2) 应用制造厂手册, 选择磁芯材料。磁芯材料: 铁氧体3C90(电流连续模式电感磁芯可选择比变压器磁芯差一些材料, 因为磁芯损耗较小。但在实际应用时, 如果两种材料价格相差不大, 厂家为了减少产品规格和品种, 往往采用与变压器相同的材料)

(3) 决定磁芯工作最大磁通密度和最大磁通摆幅: 采用饱和限制 $B_{max} = 0.3\text{T}$ (3000高斯)。当短路时峰值电流就限制最大磁通密度 B_{max} 。最大峰峰值磁通摆幅对应于最大电流纹波:

$$\Delta B_{max} = B_{max} \frac{\Delta I_{max}}{I_{pmax}} = 0.3 \frac{10}{65} = 0.046\text{T}$$

峰峰值磁通摆幅除以2, 峰值磁通密度为0.023T (230高斯)。由图7.8材料的损耗曲线, 由230高斯, 纹波频率为200kHz, 磁芯损耗近似 $4\text{mW}/\text{cm}^3$ 。这远远小于经验 $100\text{mW}/\text{cm}^3$ 。磁芯损耗几乎可以忽略, 磁芯工作在 I_{pmax} 时磁通密度接近饱和值。所以最大磁通密度摆幅就是前面计算的 Δ

$B_{\max}=0.046\text{T}$.

(4)选磁芯形状和尺寸：使用Philips产品手册或先前的面积乘积公式粗选磁芯形状。采用饱和限制面积乘积公式， $B_{\max}=0.3\text{T}$ ，单线圈电感 $K_1=0.03$ ，由式(8-12a)得到

$$AP = \left[\frac{LI_{sp}}{B_{\max}} \cdot \frac{I_{FL}}{K} \right] = \left[\frac{2.2 \times 10^{-6} \times 65 \times 50}{0.3 \times 0.03} \right] = 0.74\text{cm}^4$$

采用ETD34磁芯， $A_e A_w = 1.21\text{cm}^4$ (带有骨架)。

磁芯尺寸：34mm—ETD34。从手册中查得如下磁芯参数(参考图7-9)：

磁芯有效截面积 A_e : 0.97cm^2

体积 V_e : 7.64cm^3

平均磁路长度 l_e : 7.9cm

中柱直径 D_{cp} : 1.08cm

带有骨架窗口数据：

窗口面积 A_w : 1.23cm^2

窗口宽度 b_w : 1.50cm

高度 h_w : 0.60cm

平均匝长 l_{av} : 6.10cm

(5) 决定热阻 R_T 和允许损耗：将损耗分成磁芯损耗和线圈损耗。由手册得到热阻为 $19^\circ\text{C}/\text{W}$ 。根据最大允许温升 ΔT 决定允许的损耗：

$$P_{lim} = \Delta T / R_T = 40 / 19 = 2.1\text{W}$$

与绝对损耗 2.5W 相比，采用温升允许损耗为 2.1W 。磁芯比损耗为 $4\text{mW}/\text{cm}^3$ (步骤3)：

$$P_c = \text{mW}/\text{cm}^3 \times V_e = 4 \times 7.64 = 30\text{mW}$$

所以，线圈损耗可能大于 2W 。但因为磁芯大于试算的面积乘积，应当可以减少线圈损耗。

(6) 计算保证电感量的所需匝数：由式(8-22)得到

$$N = \frac{L \Delta I_{\max}}{\Delta B_{\max} A_e} \times 10^{-2}$$

(L — μH , 尺寸— cm)

$$N = \frac{2.2 \times 10}{0.046 \times 0.97} \times 10^{-2} = 4.93 \rightarrow 5 \text{匝}$$

(7) 计算达到所需电感量的气隙长度：由式(8-23b)得到

$$\delta = \mu_0 N^2 \frac{A_e}{L} \left(1 + \frac{\delta}{D_{cp}} \right)^2 \times 10^4$$

(L — μH , 尺寸— cm)

$$\delta = 4\pi \times 10^{-7} \times 5^2 \cdot \frac{0.97}{2.2} \left(1 + \frac{\delta}{1.08} \right)^2 \times 10^4 = 0.192\text{cm}$$

(8) 计算导体尺寸，线圈电阻，损耗和温升。第4步中窗口宽度 $b_w=2.1\text{cm}$ ，和高度 $h_w=0.6\text{cm}$ 。第6步得到线圈5匝(5层)，用 2.0cm 宽铜带绕制，层间有厚 0.05mm 的低压绝缘层。

选择电流密度 $450\text{A}/\text{cm}^2$ ， 50A 满载电流需要导体截面积 0.111cm^2 。它除以线圈的宽度，得到导体的厚度为 0.0555cm 。一共5层包含层间 0.005cm 绝缘，结果线圈高度为 0.3cm 。只有骨架高度的一半。为了减少损耗，铜的厚度增加到 0.1cm ，线圈的总高度增加到 0.525cm 。导体的截面积增加到 0.2cm^2 。平均匝长为 6.1cm ，总的线圈长度为 30.5cm 。线圈电阻为

$$R_{dc} = \rho \frac{l}{A} = 2.3 \times 10^{-6} \times \frac{30.5}{0.2} = 0.35 \text{m}\Omega$$

直流损耗: $P_{dc}=50^2 \times 0.00035=0.89\text{W}$

参考6.4.1节计算线圈的交流损耗。在频率为200kHz时穿透深度为0.017cm。现在导体的厚度为0.1cm, $Q=0.1/0.017=5.9$ 。查阅Dowell曲线(图6.9), 由 $Q=6$, 5层的 R_{ac}/R_{dc} 近似为100。所以 $R_{ac}=0.035\Omega$ 。

由式(6.24b)得到三角波交流电流分量有效值等于 $\Delta I/\sqrt{12}$, 因为 $\Delta I=10\text{A}$, 所以

$$I = 10/\sqrt{12} = 2.9\text{A}。$$

则交流损耗为

$$P_{ac} = I^2 R = 2.9^2 \cdot 0.035 = 0.29\text{W}$$

线圈总交流和直流损耗:

$$P_w=0.89+0.29=1.18\text{W}$$

(9) 因为磁芯损耗仅30mW, 总损耗1.21W远远低于初始计算的允许功耗2.1W。在满载时, 按损耗计算线圈的电流密度仅250A/cm²。这是因为磁芯ETD34的面积乘积比计算要求大了65%, 可以用较小的磁芯。但是, 采用ETD磁芯可改善电源效率。

8.5.3 反激变压器电感设计

1. 占空度和匝比

反激变换器的变压器是一个耦合电感。反激变压器的电流连续是安匝(磁势)连续。所有电流归化到安匝数, 即初级和次级电流分别乘以各自的匝数。图8-10和图8-11示出了工作在电流连续和断续模式的电感电流波形。

反激变压器的设计和损耗计算需要决定占空度 D 。再由占空度按照以下关系计算变压器变比:

$$n = \frac{U_i}{U_o'} \frac{D}{1-D}; \rightarrow D = \frac{nU_o'}{U_i + nU_o'} \quad (8-26)$$

U_o' 等于输出电压加上整流器、功率开关、线圈和电感电阻压降。电流连续工作模式及临界连续模式上式都适用。

理论上, 不管 U_i 和 U_o 如何, 可以取任意变比。但是变压器变比选取得好, 可避免高的峰值电流和电压。一般 D 近似为0.5时的变比 n (临界工作模式)为最佳。由于电路原因或器件定额可能要求占空度不是0.5, 可通过匝比调整初级与次级峰值电压和峰值电流。例如, 减少 n 就减少了占空度, 减少峰值开关电压和峰值整流电流, 但是增加了峰值开关电流和峰值整流电压。

2. 线圈电流参数的计算

图8-10为反激变换器的安匝连续时主要波形图。在第六章6.5.2节分析了典型波形的直流(平均值)、交流和总的有效值电流。还要计算与磁芯饱和、磁芯损耗、线圈损耗各种最坏情况的电流值。

图8-10的梯形电流波形的直流分量(平均值)为

$$I_{dc} = D \frac{(I_p + I_{min})}{2} = DI_a \quad (8-27)$$

式中 $I_{min}=I_p - \Delta I$;

$D=T_{on}/T$ —占空度。

式(8-27)也适用于电流断续模式, 此时 $I_{min}=0$ 。

根据式(6-22)得到梯形波的有效值为

$$I = \sqrt{D(I_a^2 + (\Delta I)^2/12)} \quad (8-28)$$

上式根号中第二项在一般情况下可以忽略, 如式(6-22a)所示, 并不会带来较大的误差。所以

$$I = \sqrt{DI_a^2} = I_a \sqrt{D} \quad (8-28a)$$

对于三角波, 方程(8-28)变成:

$$I = \sqrt{\frac{D}{3}} I_p^2 = 0.577 I_p \sqrt{D} \quad (8-28b)$$

对于所有波形交流有效值, 如式(6-22b)所示

$$I_{ac} = \sqrt{I^2 - I_{dc}^2} \quad (8-29)$$

3. 连续工作模式

在连续工作模式电感中, 总电感安匝的交流纹波分量与满载直流分量相比很小, 磁芯损耗通常不重要。但是每个线圈电流受开关控制导通和截止, 将能量由初级向次级传输, 如图8-10所示。在线圈中产生很大的交流分量, 引起了明显高频线圈损耗。

次级电流的直流分量等于输出电流, 与 U_i 无关。在低 U_i 时, 初级直流和峰值电流以及总的电感电流达到最大。因此, 在低 U_i 时, 是磁芯饱和和线圈损耗的最坏情况。

此外, 在高 U_i 时, 总电感电流交流纹波电流和磁芯损耗最大。但因为通常磁芯损耗对于连续工作模式可忽略, 所以影响很小。

4. 连续模式电感设计举例

例2 设计一个安匝连续的反激变压器

(1) 决定设计反激变压器有关的电源参数。

输入电压 U_i : $28 \pm 4V$

输出 U_o : $5V$

满载电流 I_o : $10A$

电路拓扑: 反激连续模式

开关频率 f_s : $100kHz$

设定占空度 D : 在 $28V$ 输入时 0.5

最大纹波电流 ΔI : $5A$ (次级), $32V$ 输入

峰值短路电流 I_{sp} : $25A$ (次级)

次级电感 L : $6.8 \mu H$ ($D=0.5$, $\Delta I=5A$)

最大损耗(绝对): $2.0W$

最大温升: $40^\circ C$

冷却方式: 自然对流

(2) 初步计算:

根据式(8.26), 在额定 $U_i = 28V$ 和设定的占空度为 0.5 时匝比为:

$$n = \frac{U_i}{U_o'} \cdot \frac{D}{1-D} = \frac{28}{5+0.6} \cdot \frac{0.5}{1-0.5} = 5$$

为了计算最坏情况—低 U_i 损耗, 应首先决定低 U_i 时占空度 D 、交流和直流分量。低输入电压时的占空度为:

$$D_{24} = \frac{nU_o'}{U_i + nU_o'} = \frac{5(5+0.6)}{24 + 5(5+0.6)} = 0.538$$

$$1 - D_{24} = 0.462$$

线圈取整后, 占空度要相应发生变化, 电流推迟到后面计算。

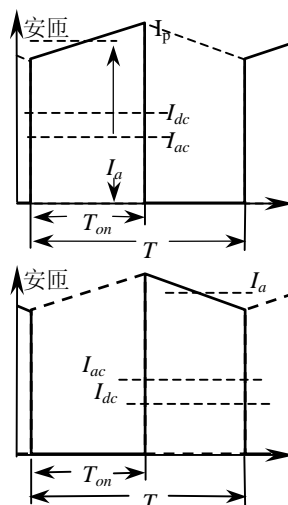


图 8-10 连续反激波形

(3) 用产品手册选择磁芯材料: 磁芯材料为铁氧体, Philips 3C90。100℃时, 饱和磁感应为0.32T。

(4) 决定磁芯工作的最大磁通密度和最大磁通密度摆幅。

电感安匝连续模式, 饱和限制了最大磁通密度 $B_{\max}=0.3\text{T}$ (3000高斯)。因此, 在峰值短路时, B 将达到 B_{\max} 。假定加了气隙的磁芯的 $B-H$ 特性线性度好, ΔB_{\max} 与电流纹波(在32V)将是:

$$\Delta B_{\max} = B_{\max} \frac{\Delta I}{I_{Sp}} = 0.3 \frac{5}{25} = 0.06\text{T}$$

将峰峰值磁通密度摆幅除以2是0.03T (300高斯)。在3C90材料磁芯损耗曲线上查300高斯, 纹波频率100kHz时比损耗近似为 $2.6\text{mW}/\text{cm}^3$ 。比经验值 $100\text{mW}/\text{cm}^3$ 小得多, 磁芯损耗可忽略不计。因此, 在 $I_{Sp}=25\text{A}$ 时达到 B_{\max} , 而 $\Delta I=5\text{A}$ 时 ΔB_{\max} 仅为0.06T。

(5) 应用厂商提供的手册或应用面积乘积公式(式(8-12))预选磁芯形状和尺寸。

选取 $B_{\max}=0.3\text{T}$,反激变压器 $K_1=0.085$

$$AP = \left[\frac{LI_{sp} \cdot I_{1L}}{B_{\max} K_1} \right]^{4/3} = \left[\frac{6.8 \times 10^{-6} \times 25 \times 10}{0.3 \times 0.0085} \right]^{4/3} = 0.58 \text{ cm}^4$$

磁芯类型: EE-磁芯系列—ETD34.磁芯参数为:

有效截面积 $A_e: 0.97\text{cm}^2$

体积 $V_e: 7.64\text{cm}^3$

磁路长度 $l_e: 7.9\text{cm}$

中柱直径 $D_c: 1.08\text{cm}$

窗口尺寸(有骨架):

窗口宽度 $A_w: 1.23\text{cm}^2$

高度 $b_w: 1.50\text{cm}$

宽度 $h_w: 0.60\text{cm}$

平均匝长 $l_{av}: 6.10\text{cm}$

(6) 决定热阻 R_T 和允许损耗。把损耗分成线圈损耗和磁芯损耗。由磁芯手册获得热阻 $R_T=19^\circ\text{C}/\text{W}$ 。根据最大温升 ΔT 的允许损耗为:

$$P_{lim} = \Delta T(^{\circ}\text{C})/R_T=40/19=2.1\text{W}$$

因为这超过了设计要求的最大损耗2W, 就采用极限损耗2W。

磁芯损耗:

$$P_C = p \times V_e = 2.6 \times 7.64 = 20\text{mW}$$

因此, 磁芯损耗可忽略。整个允许损耗可归到线圈内。

(7) 根据式(8-22)根据需要的电感量计算次级匝数($L-\mu\text{H}$;尺寸—cm):

$$N_2 = \frac{L\Delta I}{\Delta B_{\max} A_e} \times 10^{-2} = \frac{6.8 \times 5}{0.06 \times 0.97} \times 10^{-2} = 5.84 \rightarrow 6 \text{ 匝}$$

根据匝比求得初级匝数:

$$N_1 = N_2 \times n = 6 \times 5 = 30 \text{ 匝}$$

(8) 根据式(8-23b)要求的电感量所需的气隙长度($L-\mu\text{H}$;尺寸—cm):

$$\begin{aligned} \delta &= \mu_0 N^2 \frac{A_e}{L} \left(1 + \frac{\delta}{D_{cp}}\right)^2 \times 10^4 \\ &= 4\pi \times 10^{-7} \times 5^2 \frac{0.97}{6.8} \left(1 + \frac{\delta}{1.08}\right)^2 \times 10^4 = 0.08\text{cm} \end{aligned}$$

(9)计算导线尺寸和线圈电阻

由步骤(5)得到窗口尺寸: 窗口宽度 $b_w=2.10\text{cm}$, 高度 $h_w=0.60\text{cm}$ 。线圈每端需要的爬电距离0.3cm.,

线圈有效宽度为 $2.1 - 2 \times 0.3 = 1.5\text{cm}$ 。

次级 $-U_o = 24\text{V}$, $1 - D_{24} = 0.462$ 。计算个电流值(式(8-28a), (8-28b), (8-29))

输出电流: $I_o = 10\text{A}$

$$\text{平均峰值电流: } I_{2a} = \frac{I_o}{1 - D_{24}} = \frac{10}{0.462} = 21.65\text{A}$$

$$\text{电流有效值: } I_2 = \sqrt{(1 - D_{24}) I_{2a}^2} = 14.7\text{A}$$

$$\text{交流电流: } I_{2ac} = \sqrt{I_2^2 - I_o^2} = 10.77\text{A}$$

次级是6匝6层铜带, 宽1.5cm, 厚度0.015cm, 卷绕。导体截面积为 $0.015 \times 1.5 = 0.0225\text{cm}^2$ 。电流密度为 $650\text{A}/\text{cm}^2$ —因磁芯损耗可忽略, 铜损耗可大些, 故电流密度可取高些。6层包括低压层间绝缘0.005cm, 总的线圈高度为0.12cm。平均匝长等于6.1cm。总的线圈长度为36.6cm。线圈直流电阻:

$$R_{dc} = \rho \frac{l}{A} = 2.3 \times \frac{36.6}{0.0225} = 0.0037 \Omega$$

计算交流电阻: 在100kHz时 $\Delta = 0.024\text{cm}$ 。铜带的厚度0.015cm, $Q = 0.015/0.024 = 0.625$ 。从图6-9的Dowell曲线 $Q = 0.625$ 和6层查得 R_{ac}/R_{dc} 近似1.6。

$$R_{ac} = R_{dc} \times 1.6 = 0.0037\Omega \times 1.6 = 0.0059\Omega$$

初级线圈 $-U_i = 24\text{V}$, $D = 0.538$ 。由式(8-28), (8-28a), (8-28b), (8-29)计算初级电流。

因为初级和次级的平均安匝总是相等的, 一起驱动电感磁芯。因此

$$\text{平均峰值电流 } I_{1a}: I_{2a}/n = 21.65/5 = 4.33\text{A}$$

$$\text{直流电流 } I_{dc}: D I_{1a} = 0.538 \times 4.33 = 2.33\text{A}$$

$$\text{有效值电流 } I_1: \sqrt{D \cdot I_{1a}^2} = 3.18\text{A}$$

$$\text{交流电流 } I_{1ac}: \sqrt{I_1^2 - I_{dc}^2} = 2.16\text{A}$$

$$\text{峰值短路电流 } I_{1sp}: 25/n = 5\text{A}$$

初级线圈3匝利兹线, 直径0.127cm, 3层, 每层10匝。利兹线10匝能绕满整个线圈宽度。3层初级的高度是 $3 \times 0.127 = 0.381\text{cm}$ 。

利兹线是150根直径0.0081cm组成。由0.081mm导线比电阻为 $0.046 \Omega/\text{cm}$, 整个利兹线的比电阻再除以150, 100°C 时比电阻为 $0.00031 \Omega/\text{cm}$ 。导线长度等于30匝乘以平均匝长 $30 \times 6.1\text{cm} = 138\text{cm}$ 。

初级线圈电阻:

$$R_{dc} = 0.00031 \times 138 = 0.0567 \Omega$$

为了计算交流电阻, 150股导线近似等效为正方形12深和12宽(12的平方150根)的阵列。因此总的30层导线(3层乘以12)。

0.081mm中心—中心的间隔 S 等于线圈宽度除以120(10匝利兹线乘以利兹线宽12根0.081mm线)间隔为0.0125cm。

由第六章6.4.1节求得有效层厚度等于:

$$0.83d \sqrt{\frac{d}{S}} = 0.83 \times 0.0081 \sqrt{\frac{0.0081}{0.0125}} = 0.054\text{cm}$$

参考图6-9得到

$$Q = 0.0054\text{cm} / \Delta = 0.0054/0.024 = 0.225$$

以及36层, 求得 $R_{ac}/R_{dc} = 1.6$,

$$R_{ac} = R_{dc} \times 1.6 = 0.0567 \times 1.6 = 0.090 \Omega$$

(10)计算线圈总损耗和温升

次级直流损耗:

$$P_{2dc}=I_o^2 R_{dc}=10^2 \times 0.0037=0.37\text{W}$$

次级交流损耗

$$P_{2ac}=I_{2ac}^2 R_{ac}=10.77^2 \times 0.0059=0.68\text{W}$$

总的次级损耗一直流加交流

$$P_2=0.37+0.68=1.05\text{W}$$

有效线圈高度可以增加次级线圈导线厚度,这样可以减少直流损耗。但因此 Q 值较大,引起交流电阻增加,因而交流损耗增加大于直流损耗的减少。

初级直流损耗 ($R_{dc}=0.0567\ \Omega$)

$$P_{1dc}=I_{1dc}^2 R_{dc}=2^2 \times 0.0567=0.225\text{W}$$

初级交流损耗 ($R_{ac}=0.09\ \Omega$)

$$P_{1ac}=I_{1ac}^2 R_{ac}=2.16^2 \times 0.09=0.42\text{W}$$

总的初级损耗一直流加交流

$$P_1=0.025+0.42=0.645\text{W}$$

总的线圈损耗:

$$P_w=1.05+0.645=1.695\text{W}$$

因为磁芯仅20mW,总损耗为1.71W在允许的绝对损耗2W之内。

总线圈高度(包括0.02cm的绝缘): $0.12+0.381+0.02=0.521\text{cm}$,在可用的线圈高度0.6cm之内。

在次级的 $6.8\ \mu\text{H}$ 自感反射到初级为 $170\ \mu\text{H}(L_1=n^2 L_2)$ 。

根据第六章计算初级和次级之间的漏感,初级边近似为 $5\ \mu\text{H}$ 。线圈间电容50pF。

如果线圈交错结构(相似于图7-4),漏感要小一半,但线圈间电容将增大加倍。交错结构将线圈分成两部分,每部分层数相等。这将使初级和次级的 R_{ac}/R_{dc} 都减少到接近1,减少交流损耗0.35W,减少总功率损耗由1.71W到1.36W。次级铜的厚度增加,可进一步减少损耗。

5. 断续工作模式

断续工作模式的波形如图8-2所示。根据定义,在每个开关周期的一部分时间总的安匝下降到零。因此,断续模式在每个开关周期有三个不同的时刻: t_{on} , t_R 和 t_0 (图8-11(b))。随着负载增加,峰值电流 I_p , t_{on} 和 t_R 也增加,但 t_0 减少。当 t_0 为零时,进入临界连续模式(图8-11(a))。进一步增加负载,进入连续模式。因为控制回路特征突然改变,可能引起不稳定,这是不希望的。

在断续模式每个周期中,在导通期间存储的所有能量($LI_p^2/2$)在截止期间传输到输出。磁能乘以频率等于输出功率 $P_o=I_o U_o$ 。所以,如果频率 f , L , U_o 保持不变, $LI_p^2/2$ 也不随 U_i 变,但仅正比于负载电流,而 I_p 正比于负载电流的平方根。在临界连续时输出最大功率。

以到达临界连续时正好达到短路允许峰值电流条件下设计电路,设计的匝比、占空度和电感量在峰值电流小于允许峰值电流时,提供全部输出功率。

决不能脱离磁元件进行电路设计。尤其在高频需要很少次级匝数,选取匝数发生困难时。设计理想的断续模式反激变压器的次级可能出现分数匝,例如1.5匝,如果次级取整为1匝或2匝,将引起损耗和成本的增加,可通过改变匝比和占空度。

例3: 断续模式电感设计举例

(1) 决定反激变压器设计有关的参数。

输入电压 U_i : $28 \pm 4\text{V}$

输出电压 U_o : 5V

满载电流 I_o : 10A

短路电流 I_s : 12A

电路拓扑：反激，断续模式

开关频率 f ：100kHz

设定的占空度 D ：24V,临界连续时0.5

限定次级峰值电流 I_{2p} ：45A(次级)

限定次级电感 L_2 ：0.62 μ H($D=0.5, \Delta I=45A$)

最大损耗（绝对）：2.0W

最大温升 ΔT ：40 $^{\circ}$ C

冷却方式：自然冷却

(2) 初步计算：

根据最小 $U_i(24V)$ 和 U_o' (5.6V) 以及设定的占空度0.5临界连续决定匝比：

$$n = \frac{U_i}{U_o} \cdot \frac{D}{1-D} = \frac{24}{5.6} \cdot \frac{0.5}{1-0.5} = 4.28 \rightarrow 4$$

匝比 n 降低到4:1，而不是5:1，因为：

- (a) 4:1比较接近；
- (b) 峰值输出电流小了，减少输出电容的负担；
- (c) 初级开关的峰值电压减少了。

临界连续时占空度不再是0.5，必须重新计算：

$$D_{24} = \frac{U_o \cdot n}{U_i + U_o \cdot n} = \frac{5.6 \times 4}{24 + 5.6 \times 4} = 0.483$$

$$1 - D_{24} = 0.517$$

由平均电流求临界连续时次级峰值电流：

$$I_{2dc} = I_{2p} \frac{1 - D_{24}}{2}$$

$$I_{2p} = \frac{2I_{2dc}}{1 - D_{24}} = 12 \frac{2}{0.517} = 46.4A$$

所以，初级峰值电流限制设在稍微低于11.6A (=46.4A/n)。

临界连续模式次级电流从46.4A到零的斜率需要的电感值：

$$L = U_o \frac{\Delta t}{\Delta i} = U_o \frac{T \cdot (1 - D_{24})}{\Delta i} = 5.6 \frac{10 \cdot 0.517}{46.4} = 0.624 \mu H$$

在计算损耗之前，必须决定最低电压 U_i 最坏情况下直流和交流分量。因匝比和占空度可能改变，为使线圈优化，电流计算在以后进行。

(3) 应用产品手册选择磁芯材料：磁芯材料：铁氧体P类。

(4) 磁芯工作的最大磁通密度和最大摆幅。选用最大磁通密度 $B_{max}=0.3T(3000Gs)$ 。在电流断续模式中，根据定义每个开关周期都有部分时间电流为零。所以， ΔI 总是等于 I_p ，并因为正比关系， ΔB 总是等于 B_p 。在低输入电压，当电流达到峰值短路电流限制时出现 ΔB_{max} 和 B_{max} 。如果磁芯受损耗限制，在P类材料磁芯损耗曲线中，一般取损耗限制为100mW/cm³，纹波频率为100kHz，由此决定了相应最大峰值磁通密度为1100Gs。得到的峰值磁通密度乘以2获得峰值磁通密度摆幅为2200Gs,即0.22T。因为在断续模式中， $B_{max} = \Delta B_{max}$ ，因而 B_{max} 也被限制在0.22T，接近饱和。因此，在 $B_{max}=0.22T$ 时，相应于 $\Delta I=I_{2p}=46.4A$ 。

(5) 应用产品手册或面积乘积公式，粗选磁芯的形状和尺寸。选择EE型—ETD系列。采用损耗限制面积乘积公式（式(8-12)）， $\Delta B_{max}=0.22T$ 和 $K_2=0.006$ ，需要面积乘积0.31cm⁴。采用ETD24磁芯尺寸， $AP=0.37cm^4$ (带骨架)：由手册查得对于所选磁芯的参数为：

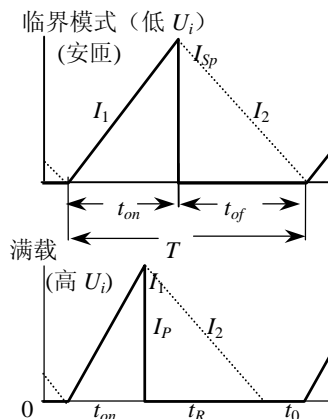


图 8-11 安匝断续波形

有效磁芯截面积 $A_e=0.56\text{cm}^2$

有效体积 $V_e=3.48\text{cm}^3$

平均磁路长度 $l_e=6.19\text{cm}$

中柱直径 $D=0.85\text{cm}$

窗口尺寸（骨架减少的尺寸）：

窗口面积 $A_w/A_w'=1.02/0.86\text{cm}^2$

宽度 $b_w/b_w'=2.07/1.72\text{cm}$

高度 $h_w/h_w'=0.50/0.38\text{cm}$

平均匝长 $l_{av}=4.63\text{cm}$

(6) 决定热阻 R_T 和允许损耗，并将损耗分成磁芯和线圈损耗。由磁芯手册得到热阻为 $28^\circ\text{C}/\text{W}$ 。根据最大温升 ΔT 求得允许损耗为：

$$P_{lim} = \Delta T / R_T = 40 / 28 = 1.42\text{W}$$

因为小于第一步决定的绝对损耗 2W ，采用 1.42W 为允许损耗。

预计磁芯损耗：

$$P_C = p' \times V_e = 100\text{mW} \times 3.48 = 350\text{mW} \quad p' \text{ 为 } 3\text{C90} \text{ 比损耗。}$$

(7) 计算需要的次级电感量的匝数：

$$N_2 = \frac{L \Delta I_{max}}{\Delta B_{max} A_e} \times 10^{-2} = \frac{0.63 \cdot 46}{0.22 \cdot 0.56} \times 10^{-2} = 2.35 \rightarrow 2 \text{ 匝}$$

$$N_1 = N_2 \times n = 2 \times 4 = 8 \text{ 匝}$$

因为 N_2 取整由 2.35 下降到 2 匝，磁通密度摆幅成比例地大于初始假设：

$$\Delta B_{max} = 0.22 \frac{2.35}{2} = 0.258\text{T}$$

除以 2 得到峰值磁通密度摆幅，查磁芯损耗曲线，在 0.13T (1300Gs) 得到校正后磁芯损耗为 $160\text{mW}/\text{cm}^3$ 。乘以 $V_e=3.48$ ，校正后的磁芯损耗为 560mW 。

如果 N_2 取整上升到 3 匝，磁芯损耗将大大减少，但线圈损耗同时大大增加，而且磁芯窗口面积可能绕不下线圈。

(8) 计算要求的电感量的气隙长度：

$$\delta = \mu_0 N^2 \frac{A_e}{L} \left(1 + \frac{\delta}{D_{cp}}\right) \times 10^4$$

$$\delta = 4\pi \times 2^2 \frac{0.56}{0.62} \left(1 + \frac{\delta}{0.95}\right) \times 10^4 = 0.05\text{cm}$$

($L - \mu \text{H}$; 尺寸 $-\text{cm}$)

(9) 计算导线尺寸和线圈电阻：

由(5)获得窗口宽度 $b_w=1.72\text{cm}$ ，高 $h_w=0.38\text{cm}$ 。在线圈每端必须留有爬电距离为 0.3cm 。线圈最小宽度为 $1.72\text{cm} - 2 \times 0.3\text{cm} = 1.12\text{cm}$ 。

次级： $U_i=24\text{V}$ ， $1-D_{24}=0.517$

输出电流 $I_o=12\text{A}$ （短路）

峰值短路电流 $I_{2sp}=46.4\text{A}$

$$\text{有效值电流 } I_2 = \sqrt{\frac{1-D_{24}}{3} I_{2p}^2} = \sqrt{\frac{0.517}{3} 46.4^2} = 19.2\text{A}$$

$$\text{交流电流 } I_{2ac} = \sqrt{I_2^2 - I_o^2} = 15\text{A}$$

电流密度为 $450\text{A}/\text{cm}^2$ ，次级导体截面积 $19.2\text{A}/450=0.043\text{cm}^2$ 。导线直径 2.36mm 。也可以用宽

1.12cm,厚 0.038cm 铜带卷绕 2 匝。2 匝—2 层。包括 0.005cm 的低压层间绝缘。总的线圈高度为 0.081cm。

两匝线圈的平均匝长为 4.6cm, 线圈总长度为 9.2cm。次级直流电阻为

$$R_{dc} = \rho \frac{l}{A} = 2.3 \times 10^{-6} \frac{9.2}{0.043} = 0.00049 \Omega$$

计算交流电阻: 100kHz 时穿透深度 $\Delta = 0.024\text{cm}$ 。导体厚度为 0.38cm, $Q=0.038/0.024=1.6$, 查阅 Dowell 曲线, 对于 $Q=1.6$ 和 2 层, $R_{ac}/R_{dc} \approx 2.5$ 。次级交流电阻 (未交错绕)

$$R_{ac} = R_{dc} \times 2.5 = 0.00049 \times 2.5 = 1.22\text{m}\Omega$$

如果线圈交错绕, 次级夹在两半初级之间, 如图 8-12 所示, 相当于次级分成两段, 每段 1 匝。 $Q=1.6$ 时, 1 层对应 $R_{ac}/R_{dc} \approx 1.5$ 。此时次级交流电阻

$$R_{ac} = R_{dc} \times 1.5 = 0.00049 \times 1.5 = 0.74\text{m}\Omega$$

初级: $U_i=24\text{V}$, $D_{24}=0.483$ 。因次级和初级安匝总是相等的, 因此

$$\text{初级峰值电流 } I_{1p} = I_{2p} / n = 46.4 / 4 = 11.6\text{A}$$

$$\text{初级直流电流 } I_{1dc} = I_{1p} \times \frac{D}{2} = \frac{11.6 \times 0.483}{2} = 2.8\text{A}$$

$$\text{初级电流有效值 } I_1 = I_{1p} \times \sqrt{\frac{D}{3}} = 11.6 \times \sqrt{\frac{0.483}{3}} = 4.65\text{A}$$

$$\text{初级交流有效值 } I_{1ac} = \sqrt{I_1^2 - I_{1dc}^2} = 3.71\text{A}$$

电流密度为 $450\text{A}/\text{cm}^2$, 需要导线截面积为 $4.65/450=0.01\text{cm}^2$, $d=0.93\text{mm}$ 导线。可采用 0.009cm 的铜带, 宽 1.12cm, 8 匝卷绕。8 层, 每层有 0.005cm 的低压绝缘, 总的线圈高度为 $8 \times (0.009+0.005)=0.112\text{cm}$ 。平均匝长 4.6cm, 总初级线圈长度为 36.8cm。初级电阻为

$$R_{dc} = \rho \frac{l}{A} = 2.3 \times 10^{-6} \frac{4.6}{0.01} = 8.5\text{m}\Omega$$

计算线圈的交流电阻: 线圈如果不交错绕。在纹波频率为 100kHz 时, 穿透深度 $\Delta=0.24$, 8 层, 导线厚度用 0.009mm, 则 $Q=0.009/0.24=0.375$ 。由图 6-9 查得 $R_{ac}/R_{dc}=1.2$ 。初级交流电阻为

$$R_{ac} = R_{dc} \times 1.2 = 8.5 \times 1.2 = 10.2\text{m}\Omega$$

如果交错绕, 初级分成两半, 每段 4 层, $Q=0.375$ 。由图 6-9 查得 $R_{ac}/R_{dc}=1.0$ 。交错绕时初级交流电阻为

$$R_{ac} = R_{dc} = 0.0085\Omega$$

(10) 计算线圈损耗, 总损耗和温升, 采用交错结构:

次级直流损耗 ($R_{dc}=0.49\text{m}\Omega$):

$$P_{2dc} = I_{2dc}^2 \times R_{dc} = 12^2 \times 0.00049 = 0.07\text{W}$$

次级交流损耗 ($R_{ac}=0.74\text{m}\Omega$):

$$P_{2ac} = I_{2ac}^2 \times R_{ac} = 15^2 \times 0.00074 = 0.17\text{W}$$

总次级线圈损耗—直流加交流:

$$P_2 = 0.07 + 0.17 = 0.24\text{W}$$

初级直流损耗 ($R_{dc}=8.5\text{m}\Omega$):

$$P_{1dc} = I_{1dc}^2 \times R_{1dc} = 2.8^2 \times 0.0085 = 0.067\text{W}$$

初级交流损耗 ($R_{ac}=0.0085\Omega$):

$$P_{2ac} = I_{1ac}^2 \times R_{1ac} = 3.71^2 \times 0.0085 = 0.12\text{W}$$

总的初级线圈损耗—直流加交流是:

$$P_1 = 0.07 + 0.12 = 0.19\text{W}$$

总的线圈损耗:

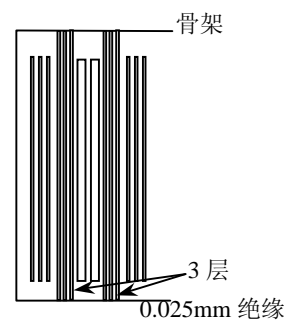


图 8-12 交错反激线圈

$$P_w=0.23+0.19=0.42\text{W}.$$

总的变压器损耗

$$P_T=P_w+P_C=0.42+0.56=0.98\text{W}$$

总的损耗在 1.42W 限制之内。温升将为：

$$\Delta T=R_T \times P_T=28 \times 0.98=27^\circ\text{C}$$

线圈外包两层 0.02cm 绝缘，总的线圈高度：0.04+0.081+0.112=0.233cm，在窗口高度 0.38cm 之内。

初级对次级之间的漏感近似为 $0.08 \mu\text{H}$ （图 8-12），线圈间电容近似为 50pF。

如果线圈不交错，根据第六章式（6-11），漏感将增大一倍，但线圈间电容减少一半。

参考文献

1. 《Unitrode Magnetics Design Handbook》—Magnetics Design for Switching Power Supplies Lloyd H. Dixon
2. 《Switching Power Supply Design》Abraham I. Pressman Second Edition McGraw-Hill 1998
3. 《电力电子技术》丁道宏 航空工业出版社 1998
4. 《Philips Magnetic Components》1996 (Mannul)

第九章 特殊磁性元件

除了电感和变压器以外，在开关电源还用到一些特殊的磁性元件：交流和直流电流互感器、磁调节器和尖峰抑制磁珠等，这些磁性元件功能不同，设计要求也不同。本章简要介绍这些元件的设计方法。

9.1 电流互感器

在开关电源中，经常需要检测电路中电流：如 APFC 电路中检测输入电流用来跟踪输入电压；在电流控制型控制中，需要检测功率管电流控制脉冲宽度；双极型晶体管比例驱动需要检测集电极电流提供与之成比例的基极电流；以及检测输出电流用来保护、均流和显示等等。在逆变器中，检测输出电流实现双环控制、显示和并联均流等。电流检测可以利用电阻和霍尔元件（LEM）。但电阻或分流器检测，前者损耗大，易受干扰，很难做到高精度，只用于小功率，后者体积大；而用 LEM 检测，虽然精度高，但成本太高。电流互感器特性介于两者之间，得到广泛应用。既然作为检测元件，互感器设计的出发点就是保证检测精度。

一般的电流互感器要能保证检测精度，应当是恒定负载阻抗；零漏磁通；零激磁电流和无限大的磁通密度。对检测互感器来说负载阻抗一般是恒定的，由于采用环形磁芯，次级又均匀分布在磁环的圆周上，可以忽略的漏感是可以做到的。但零激磁电流和无限大磁通密度是绝对做不到的，因为磁导率不是无穷大和磁芯饱和和磁通密度是有限的。设计在精度、尺寸、和成本之间折中。

设计原理与一般变压器相同，步骤和磁芯选择稍有不同。初级一般 1 匝或很少几匝，次级匝数很多，匝比一般为 100 或更多。

9.1.1 交流互感器

1. 基本原理

交流互感器一般采用环形磁芯，初级线圈 N_1 一匝或数匝，而次级 N_2 匝数较多。为便于测量，次级通常接有检测电阻 R ，将电流信号转换成电压信号，如图 9-1 所示。假设初级流过正弦波交流电流 I_1 时，次级感应电压产生一个输出电流 I_2 。根据回路安培定律有

$$i_1 N_1 - i_2 N_2 = Hl \quad (9-1)$$

式中 H —磁芯中磁场强度；

l —磁芯平均磁路长度。

i_1 和 i_2 为初级和次级瞬时电流。

次级反射到初级的电流有效值 I_2' 为

$$I_2' = \frac{N_2}{N_1} I_2 \quad (9-2)$$

因此初级电流有效值为

$$I_1 = I_2 + I_m \quad (9-3)$$

式中 I_m —磁化电流。等效电路和电流关系如图 9-2 所示。理想情况下互感器的激磁电感无穷大，激磁电流 $I_m = 0$ ，则

$$I_1 = I_2 \quad (9-4)$$

实际激磁电感不可能无穷大，总是存在激磁电流。为了维持 I_2 ，次级感应电势为

$$e_2 = I_2 (R + R_{cu}) = 4.44 f B A N_2 \quad (9-5)$$

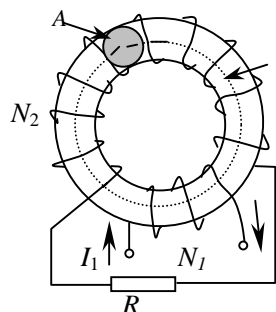


图 9-1 交流电流互感器

式中 R_{cu} —一次级线圈电阻 (Ω) ;
 f —电流频率 (Hz) ;
 B —磁芯工作峰值磁感应强度 (T) ;
 A —磁芯截面积 (m^2) ;
 $B-R$ —检测电阻。

由相量图可知, 次级反射电流与初级电流的相位差

$$\theta = \arctan \frac{R}{\omega L_1} \quad (9-6)$$

式中 $R'=(R+R_{cu}) N_1^2 / N_2^2$ —次级反射到初级的阻抗;
 而初级激磁电感

$$L_1 = N_1^2 \mu_0 \mu_a \frac{A}{l} \quad (9-7)$$

式中 μ_a —磁芯的幅值磁导率; 考虑到 $L_2 = N_2^2 L_1 / N_1^2$ 和 $R' = N_1^2 (R_{cu} + R) / N_2^2$, 式(9-6)可写成

$$\theta = \arctan \frac{(R + R_{cu})}{\omega L_2} \quad (9-8)$$

因此, 次级检测电流与初级电流的幅值相对误差(检测幅值精度)

$$\gamma = \frac{I_1 - I_1 \cos \theta}{I_1} = 1 - \cos \theta \quad (9-9)$$

$\cos \theta$ 展开成级数, 在 θ 很小时, 忽略高次项, 有

$$\cos \theta = 1 - \frac{\theta^2}{2!} + \frac{\theta^4}{4!} - \frac{\theta^6}{6!} \dots \approx 1 - \frac{\theta^2}{2}$$

因此, 式 (9-9) 改写为

$$\gamma = 1 - \cos \theta = \frac{\theta^2}{2} \quad (9-9a)$$

从式(9-8), (9-9)可知, 要减少幅值和相位误差, 在一定的频率下, 应当减少检测电阻或增加次级激磁电感 L_2 。在给定次级检测电压 u_2 的情况下, 减少检测电阻 R , 次级电流 I_2 将反比增加, 次级匝数减少, 将导致 L_2 的平方减少, 检测误差加大。因此, 为了减少检测误差, 增加次级激磁电感是提高检测精度的唯一的方法。

2. 交流电流互感器设计

交流互感器设计前应当知道互感器的工作频率 $f(\omega)$, 检测的电流—初级电流 I_1 , 次级所需电压 U_2 (有效值) 和检测精度 γ 。

互感器设计原则是要保证电流检测精度. 初始设计时可不考虑线圈电阻 R_{cu} , 在次级激磁电抗远远大于检测电阻时, 式(9-8)可近似写为

$$\theta \approx \frac{R}{\omega L_2}$$

考虑到 $R=U_2/I_2=u_2 N_2/I_1 N_1$ 以及 $L_2=\mu_0 \mu_a N_2^2 A/l=N_2^2 A_L$, 可以得到

$$\theta \approx \frac{U_2}{\omega I_1 N_1 N_2 A_L} \quad (9-10)$$

式中 $A_L=\mu_0 \mu_a A/l$ —磁芯电感常数。一般初级线圈 $N_1=1$, 考虑到式(9-9a), 因此

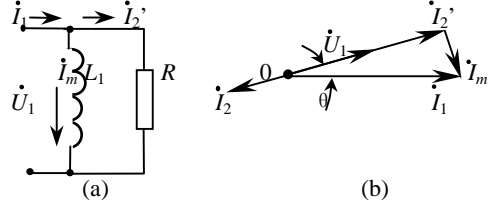


图 9-2 电流互感器等效电路(a)和相量图(b)

$$N_2 A_L = \frac{U_2}{\omega I_1 \theta} = \frac{U_2}{\omega I_1 \sqrt{2\gamma}} \quad (9-10a)$$

根据给定允许的幅值误差 γ 或允许的相位误差 δ 选择磁芯尺寸和次级线圈匝数。选取较多的次级匝数对提高测量精度是有益的。但是次级匝数过多，一方面绕线困难，另一方面导线长度增长，线圈电阻增加，又降低了检测精度，一般 N_2 在500匝以下。

根据工作频率选择磁芯材料，例如50Hz选用钢片厚0.35mm环形磁芯，400Hz选用0.1mm高硅薄带环形磁芯；高于10kHz选用非晶态或铁氧体材料等等，选择尽量高的 μ 材料。如果要求检测相位误差极小，低频时应选择 μ 极高的皮莫合金或非晶态磁芯。还应当注意，这里 μ_a 为幅值相对磁导率，在手册中没有列出。在低磁感应强度时一般和初始磁导率 μ_i 相近，初始设计时，可用 μ_i 代替 μ_a 。

在选定 N_2 后，由式(9-10a)求得 A_L 值。低频时硅钢片或非晶态材料手册中并未给出 A_L 值，可根据手册中环形磁芯结构参数计算：

$$A_L = \mu_0 \mu_i \frac{A_e}{l_e} \quad (9-11)$$

式中 l_e —有效磁路长度(m)；

A_e —磁芯有效截面积(m²)。

已知 N_2 后，就可决定次级检测电阻

$$R = \frac{U_2 N_2}{I_1 N_1} = \frac{U_2 N_2}{I_1} \quad (9-12)$$

如果只关心幅值检测精度，幅值为 $\gamma=1\%$ 时，相位误差 θ 可达 8° (约为0.14弧度)，可选择较小的磁芯。

3. 讨论

(1)交流互感器在次级接有检测电阻时，初级电流中只有很小一部分(I_m)—检测电流的百分之几用来磁化磁芯。为了提高检测精度，磁芯中磁感应远低于饱和磁感应。如果次级开路，次级去磁磁势 $I_2 N_2$ 消失。但初级电流由负载决定而未变，初级的磁势 $N_1 I_1$ 全部用来磁化磁芯，故磁芯中产生很大的峰值磁通，磁芯一般进入饱和，次级产生很高的高压，可能将线圈的绝缘破坏。同时由于磁芯将饱和，因 ΔB 很大，磁芯发热严重。这与一般变压器不同之处。

(2)在低频时，要达到检测精度，由式(9-10)可知， U_2 越小，精度越高，或互感器的体积可以减少。如需要较大的检测电压，可增加一级线性放大器，如图9-3所示。在图9-3(a)中， U_2 近似为零

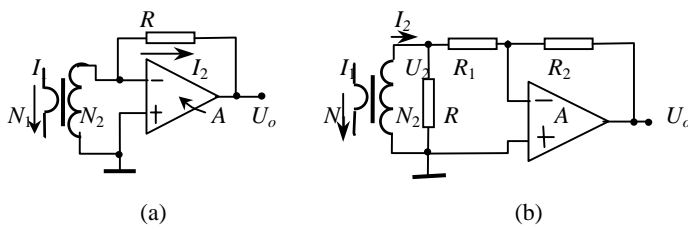


图9-3 高精度电流检测

(虚地)，运算放大器反馈电阻中流过的电流等于互感器次级电流 I_2 ，而运放输出电压 $U_o = I_2 R = I_1 N_1 R / N_2$ 正比于输入电流。可用于弱电流检测。如果需要检测大电流，图9-3(a)放大器A输出续接功率放大器，或采用图9-3(b)电路，图中 R 为很小的检测电阻， $R_1 \gg R$ ，即可忽略 R_1 对 R 的分流作用， $U_o = -U_2 R_2 / R_1$ 。

当需要直流输出时，如果直接将次级整流输出，二极管压降成为次级电压的一部分，尤其当检测电压为1V以下时，二极管的压降成了 U_2 的主要部分，加大检测误差。为消除二极管的影响，在互感器后接一个绝对值电路(图9-4)，可获得高精度检测。

(3)从式(9-10)可见，当工作频率高于检测频率时，相位差减小，检测误差也随之减小。因此只要基波频率满足误差要求，高频误差是很小的，或者说波形畸变较小。但高频时应注意磁芯损耗和分布电容的影响。

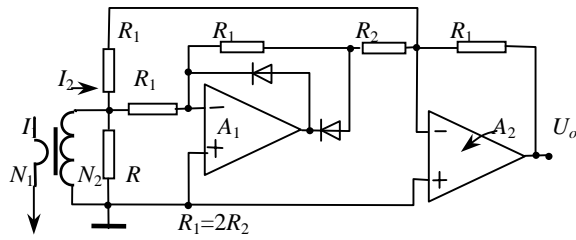


图 9-4 直流输出时精密交流互感器检测电路

(4) 互感器设计时保证检测精度，要求激磁电流小，低频时选择高磁导率合金带料。高频时，一般体积不是个问题，磁感应 B 选取很低，可忽略磁芯损耗。互感器损耗可近似为取样电阻损耗与铜损耗之和：

$$P = I_1 U_1 \cos \theta \approx \frac{I_1^2 (R + R_{cu})}{N_2^2} \quad (9-13)$$

(5) 次级线圈电阻也是影响检测精度主要因素，初始设计首先估计线圈电阻将 U_2 加大，按式 (9-12) 计算出检测电阻与线圈电阻之和，可以根据要求的线圈电阻选择次级导线尺寸。或选择导线尺寸后，校核是否满足要求的电阻值。

9.1.2 脉冲直流互感器

如电流控制型变换器开关电源中，需要检测电感电流或功率晶体管集电极电流的互感器(图 9-5(a))以及双极型晶体管比例驱动电路(图 9-5(b))用来检测集电极电流的反馈互感器，都是直流脉冲互感器。

1. 原理

脉冲直流互感器与交流电流互感器不同，交流信号使磁芯双向对称磁化，而直流而脉冲互感器是单向磁化，属于正激变换器工作方式(图 9-6)。如果采用环形磁芯，当初级电流流通(T_{on})时，磁芯由剩磁感应增大；当初级电流由通流变为零时，次级感应电势将二极管击穿，使磁芯复位到剩磁感应 B_r 。磁芯工作在局部磁化曲线上。以矩形波初级电流为例，图 9-7 为相关波形图。也可以在次级二极管前用一个大电阻完成磁芯复位，如图 9-5(b)中 R ，为了复位，如果次级电感为 L_2 ，应当满足最小截止时间 $T_{of} > 4L_2/R$ 。

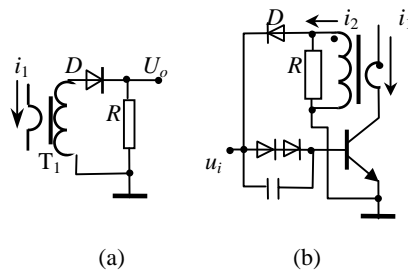


图 9-5 直流脉冲电流互感器应用

如前所述，互感器是一种特殊的变压器。根据变压器原理，磁芯的正负伏秒面积相等，即

$$e_2 T_{on} = V_{DB} T_r \quad (9-14)$$

式中 e_2 —次级感应电势，等于二极管压降与次级电流 i_2 在次级回路电阻上的压降总和；

T_{on} —直流脉冲宽度；

V_{DB} —二极管击穿电压；

T_r —复位时间。

通常初级线圈为一匝，根据全电流定律，在导通期间有

$$i_1 - i_m = i_2 N_2 \quad (9-15)$$

式中 i_m —磁化电流。

如果磁芯磁导率为无穷大，磁化电流为零，则次级电流

$$i_2 = i_1 / N_2$$

则次级检测电阻 R 上的电压

$$u_2 = i_2 R = i_1 R / N_2$$

正比于输入电流 i_1 。

2. 直流脉冲互感器的设计

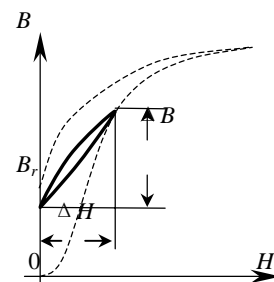


图 9-6 直流互感器磁芯磁化特性

直流脉冲互感器设计与交流互感器设计相似。次级感应电势

$$e_2 = N_2 A_e \frac{dB}{dt} \quad (9-16)$$

如果初级电流波形为矩形波(图 9-7), 或次级负载是几个二极管的正向压降, 而线圈电阻可以忽略时, 次级感应电势近似为电压源。因此有

$$e_2 T_{on} = N_2 A_e \Delta B \quad (9-17)$$

如果磁芯增量磁导率 μ_Δ 为常数, 并考虑到 $i_m N_1 = H l_e$, 互感器激磁电流

$$i_m = \frac{e_2 l_e T_{on}}{\mu_\Delta \mu_0 N_2 N_1 A_e} \quad (9-18)$$

如 $N_1=1$, 上式可改成

$$i_m = \frac{e_2 T_{on}}{N_2 A_L} \quad (9-18a)$$

式中 $l_e(\text{m})$ 和 $A_e(\text{m}^2)$ 分别为磁芯的有效磁路长度和有效截面积;

μ_Δ 为增量磁导率, 一般比初始磁导率低。

A_L —为磁芯的电感系数。

从波形图可以看到, 磁化电流随导通时间加长而增加, 在导通时间结束时达到最大。由式(9-15)可知, 次级电流由于初级激磁电流增加而产生平顶降落, 即波形失真, 也就是检测误差。如果定义幅值误差为

$$\gamma = \frac{i_m}{i_1} = \frac{e_2 T_{on}}{i_1 N_2 A_L} \quad (9-19)$$

得到

$$N_2 A_L = \frac{i_m}{i_1 \gamma} = \frac{e_2 T_{on}}{i_1 \gamma} \quad (9-19)$$

在给定次级电压和允许平顶降落 γ 后, 就可以设计互感器。

对于比例驱动互感器, 一般已知晶体管的工作电流下的 β , 为保证初始激励下进入比例驱动, 当初级一般为 1 匝时, 应满足 $N_2 < \beta$ 。次级电压为串联二极管正向压降之和。因此

$$A_L = \frac{e_2 T_{on}}{\gamma i_1 N_2} \quad (9-20)$$

通常采用环形磁芯, 互感器磁芯工作在局部磁化曲线上, 不能应用矩形回线材料, 应当选用剩磁感应小, 而磁导率大的材料。

例 1: 直流脉冲互感器设计举例

电路如 9-5(a)所示, 初级电流为 22A, 工作频率为 50kHz, 占空度为 0.36, 要求次级检测电压峰值为 1V, 允许幅值误差 $\gamma=0.2\%$ 。设计互感器参数:

解:

工作频率为 50kHz, 选铁氧体 3C85 材料, 环形磁芯。由已知条件得到导通时间: $T_{on}=0.36 \times 10^{-3}/50=7.2\mu\text{s}$, 次级电势 $e_2=u_2+U_{DF}=1+0.7=1.7\text{V}$ 。考虑到次级线圈电阻压降, 实际次级电势取 2V。根据式(9.19)得到

$$N_2 A_L = \frac{e_2 T_{on}}{i_1 \gamma} = \frac{2 \times 7.2 \times 10^{-6}}{22 \times 2 \times 10^{-3}} = 322\mu\text{H}$$

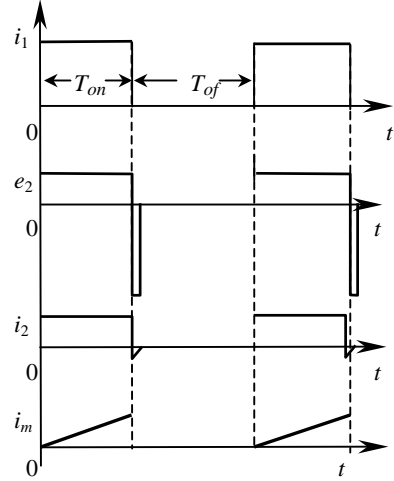


图 9-7 直流脉冲互感器波形图

根据 $N_2 A_L = 322 \mu\text{H}$ 有多种选择, 选择较大的 A_L 时, 磁芯体积大, 次级匝数较少, 次级电流大, 检测电阻损耗大, 但绕线方便。在损耗允许情况下, 选择较大 A_L 是有利的。本例选择 3C85 材料的环 TN19/15 (表 10-11), 有效截面积 $A_e = 61.2 \text{mm}^2$, 其 $A_L = 3.5 \mu\text{H}$ 。 $D = 19.5 \text{mm}$, $d = 9.8 \text{mm}$, $h = 15.5 \text{mm}$, 最大平均匝长 $l_{av} = 60 \text{mm}$ 。因此, 次级匝数

$$N_2 = 322 / 3.5 = 92 \text{ 匝}$$

取 $N_2 = 100$ 匝。次级电流

$$I_2 \approx i_1 / N_2 = 22 / 100 = 0.22 \text{ A}$$

次级检测电阻

$$R = u_2 / I_2 = 1 / 0.22 = 4.545 \Omega$$

取 $4.7 \Omega / 0.5 \text{W}$ 。

次级线圈允许电阻

$$R_w = \frac{e_2 - U_2}{I_2} = \frac{2 - 1.7}{0.22} \approx 1.4 \Omega$$

次级导线每米电阻

$$r = \frac{R_w}{N_2 l_{av}} = \frac{1.4}{100 \times 6} = 0.00233 \Omega / \text{m}$$

根据每米电阻值, 由表 10-2 查得裸线直径为 0.33mm , 带漆皮直径 0.39mm 。每米电阻为 0.232Ω 。截面积 $A_{cu} = 0.0855 \text{mm}^2$ 。电流密度 $I_{2rms} / A_{cu} = 1.54 \text{A/mm}^2$ (为了达到检测精确度, 电流密度低, 温升很低, 可以不考虑导线电阻温度系数。)

校核设计参数:

铜的总面积 $A_{cu} = N_2 \times 0.0855 = 8.55 \text{mm}^2$ 。窗口填充系数

$$k = \frac{A_{cu}}{A_w} = \frac{8.55 \times 4}{\pi \times 9.8^2} = 0.113 < 0.3$$

式中 A_w —窗口面积, 即内径包围的面积。(窗口似乎利用率太低, 但绕线方便。)

实际可能的最大线圈电阻为

$$R_{cu} = l_{cp} \times N_2 \times r = 0.06 \times 100 \times 0.232 = 1.392 \Omega < 1.4 \Omega$$

实际次级感应电势为

$$e_2 = u_2 + U_{DF} + I_2 R_{cu} = 1 + 0.7 + 0.22 \times 1.392 = 2.0067 \text{ V}$$

初级磁化电流

$$i_m = \frac{e_2 T_{on}}{N_2 A_L} = \frac{2.0067 \times 7.2 \times 10^{-6}}{100 \times 3.5 \times 10^{-6}} = 0.0413 \text{ A}$$

校核检测精度

$$\gamma = \frac{i_m}{i_1} = \frac{0.0413}{22} = 0.187\% < 0.2\%$$

校核磁芯磁感应密度

$$\Delta B = \frac{e_2 T_{on}}{N_2 A_e} = \frac{2.0067 \times 7.2 \times 10^{-6}}{100 \times 61.2 \times 10^{-6}} = 0.00236 \text{T} = 23.6 \text{Gs}$$

在设计中应用了磁芯的电感常数, 磁芯的电感常数对应的是 μ_1 , 磁芯工作在局部磁化曲线上, 应采用增量磁导率 μ_Δ 。一般 $\mu_\Delta < \mu_1$, 所以在允许的情况下, 选取较多的次级匝数。

因磁芯工作在极低的磁通密度下, 磁芯损耗可不考虑, 总损耗主要是线圈损耗:

$$P = (R + R_{cu}) I_{2rms}^2 = (4.7 + 1.224) \times 0.132^2 = 0.1 \text{W}$$

例 2 比例驱动互感器设计举例

比例驱动电路如图 9-5(b)所示, 开关频率为 33kHz, 占空度为 0.3。晶体管峰值工作电流为 16A, 在此工作电流下晶体管 $\beta=10$ 。允许检测误差小于 0.05(5%), 设计比例驱动互感器。

解:

因晶体管 $\beta_{\min}=10$, 为了保证在温度变化等因素下保证晶体管可靠饱和, 选择 $N_2=5<\beta_{\min}$ 。互感器次级电压为三个二极管压降和晶体管的 U_{BE} 之和, 即

$$u_2 = 3 \times 0.8 + 1 = 3.4V$$

$$T_{on} = D / f = 9\mu S$$

所以

$$A_L = \frac{e_2 T_{on}}{\gamma i_1 N_2} = \frac{3.4 \times 9 \times 10^{-6}}{0.05 \times 16 \times 5} = 7.65\mu H$$

在手册中满足 A_L 值的磁芯很大, 为了减少体积, 可用几个磁芯叠起来使用。本例根据工作频率 $f=33kHz$, 采用材料 LP3, 4 个环形 R18 \times 10 \times 8 磁芯, 有效截面积 $A_e=32mm^2$ 。该材料磁芯每个的 A_L 值为 2.16 μH 。因此次级电感量为

$$L_2 = N_2^2 A_L = 5^2 (2.16 \times 4) = 216\mu H$$

磁芯中的磁感应密度

$$\Delta B = \frac{u_2 T_{on}}{N_2 A} = \frac{3.4 \times 0.3 \times 30 \times 10^{-6}}{5 \times 32 \times 4 \times 10^{-6}} = 0.048T = 480Gs$$

初级磁化电流

$$i_m = \frac{u_2 T_{on}}{N_2 A_L} = \frac{3.4 \times 9 \times 10^{-6}}{4 \times 2.16 \times 5 \times 10^{-6}} = 0.708A$$

允许误差

$$\gamma = \frac{i_m}{i_1} = \frac{0.708}{16} = 4.4\%$$

满足设计要求。

次级电流峰值为 3.2A, 有效值近似为 1.75A。因匝数很少, 散热容易, 选择电流密度 $j=5A/mm^2$ 。需要导线截面积为 0.35 mm^2 。33kHz 的集肤深度为 0.41mm, 采用直径为 0.67mm 的圆导线, 小于两倍集肤深度。次级线圈共 5 匝。线圈长度约 0.2m, 电阻 $R_{cu}=0.2 \times 0.05=0.01\Omega$, 线圈电阻压降为 $3.2 \times 0.01=0.032V$, 不足 u_2 的 1%, 基本上不影响检测精度。

9.2 磁调节器和尖峰抑制器设计

9.2.1 矩形磁芯基本特性

材料矩形磁滞回线(图 9-8(a))是在内外径之比接近 1 的环形磁芯条件下测试得到的。如果环的内外径比小, 这种材料环的磁化曲线将发生倾斜。因为一定的激励磁势下, 由环的内径向径向方向磁场强度逐渐降低。材料饱和和由内圆周向外圆周逐渐扩展, 磁芯中平均磁感应随平均磁场强度增加变缓(图 9-8(b)), 不饱和磁化曲线斜率降低, 即磁导率降低了。

在矩形材料环形磁芯由磁芯状态“I”向“II”磁化时, 磁芯的磁导率 μ 很高, 表面上环形磁芯

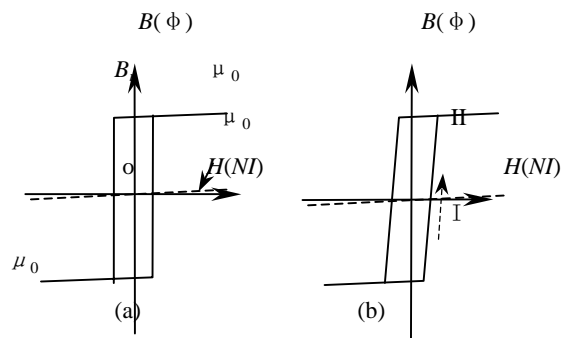


图 9-8 矩形磁滞回线磁芯

线圈电感很大，磁化时就应当有能量存储在磁场中。但是，由式(4-2)可知，磁化曲线与纵坐标轴包围的面积是磁芯损耗，饱和时只有 μ_0 与纵坐标轴包围面积才是磁场存储的能量。这就是说，饱和磁芯线圈存储能量相当于相同尺寸空心线圈存储的能量，能量很少。因此，在饱和磁芯线圈导通转为关断时由于储能释放引起的电压尖峰很小。

9.2.2 磁放大器设计

在 5.4.1 节介绍了开关电源中磁放大器原理。可以看到，在开关电源中所谓磁放大器实际是一个饱和电抗器，是一个可控的磁开关，其磁芯材料是矩形磁滞回线材料。通过调节磁放大器的复位时间，即控制阻断时间 (t_b) 达到控制磁开关的饱和时间，从而达到控制输出电压的目的。

图 9-9 (a) 是一个两输出正激变换器。 U_{o1} 是主闭环调节， U_{o2} 用磁放大器调节，以此来说明设计方法。

在给定工作频率下，保证完全阻断输入电压脉冲所需要的伏秒（总磁通）选择适当的磁芯。设计磁放大器的关键电路参数是：

- U_{22} : 变压器次级电压幅值 (V) ;
- $D_{on}=T_{on}/T$: 半导体开关最大占空度;
- $f=1/T$: 工作频率(Hz);
- I_o : 输出电流 (A) 。

1. 总磁通:

因为磁放大器通过控制阻断时间(t_b)实现对磁开关导通时间(t_{on})的控制。最大阻断时间等于输入脉冲高电平最大持续时间。因此将磁放大器磁芯由 $-B_s$ 磁化到 $+B_s$ 需要的总磁链 ψ 为变压器次级的总伏秒:

$$\psi = \frac{U_{22} D_{on}}{f} = N \phi_c = 2NB_s A_c \text{ (Wb)} \quad (9-21)$$

式中 B_s —磁材料饱和磁通密度 (T) ;
 A_c —磁芯有效截面积 (m^2) 。

2. 磁芯尺寸:

由式 (9-21) 计算得到的总磁链。同时根据输出电流应当有足够的窗口绕制线圈，磁芯窗口面积

$$A_w = \frac{I_o N}{\sqrt{D j k_w}} \quad (9-22)$$

式中 I_o —输出平均电流;
 N —饱和电抗器线圈匝数;
 D —占空度;
 k_w —窗口填充系数 (典型为 0.4) ;
 j —磁放大器线圈电流密度 (典型为 $5 \sim 7A/mm^2$) 。

磁芯尺寸应当满足:

$$\phi_c A_w \geq \frac{\psi \times I_o}{\sqrt{D k_w j}} \text{ (Wb} \cdot \text{mm}^2) \quad (9-23)$$

式中: ϕ_c —饱和磁芯中的总磁通 (Wb) ;

A_w —磁芯窗口面积;

计算式 (9-23) 右边获得 $\phi_c A_w$ 计算值，到磁芯规格表，如表 10-21 和 10-22 中选择满足 $\phi_c A_w$ 的最小磁芯尺寸。如果产品数据中没有提供 ϕ_c ，也可仿电感变压器设计应用面积乘积公式:

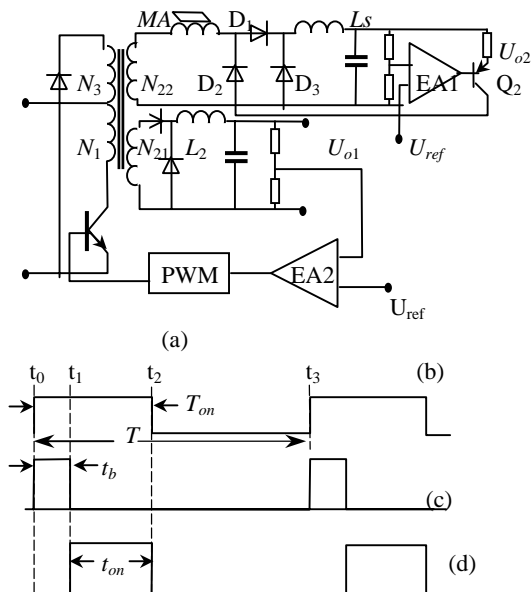


图 9-9 带有磁放大器调节的两路输出的正激变换器

$$AP = A_e A_w \geq \frac{U_{22} T_{on} I_o}{2\sqrt{2} B_s j k_w k_c}$$

式中 U_{22} —变压器次级电压幅值 (V) ;
 B_s —磁芯材料饱和磁通密度 (T) ;
 k_c —磁芯叠片系数。

$T_{on}=D/f$ —次级脉冲持续时间 (s)

一旦选择了适当磁芯, 就可以决定匝数和导线直径。

3. 线圈匝数:

匝数 N 计算如下:

$$N = \frac{\psi}{\phi_c} = \frac{U_{22} T_{on}}{B_s A_e k_c} \quad (9-24)$$

计算得到的匝数 N 取整数。

4. 导线直径:

根据输出电流 I_o 和电流密度 j 决定导线直径:

$$d = 2 \sqrt{\frac{I_o}{\sqrt{2\pi j}}} \text{ (mm)} \quad (9-25)$$

以上的计算仅仅是估算。因为磁芯的有效截面积 A_w 和 ϕ_c 都有较大的公差, 通过以下实际电路试验确定最后参数。

- 磁芯的温升 (从空载测量到满载); (最大阻断时间情况下, 磁滞损耗最大, 磁芯温度最高, 满载时线圈损耗最大。)
- 输出电压范围 (在满载时测量)
- 控制特性 (电压调节精度)。

例 3

正激变换器如图 9-9 所示。两路输出: 主输出 5V/20A, 主反馈调节。从输出 15V/5A, 磁放大器调节。变压器次级电压: $U_{22}=51\text{V}$, 最大占空度 $D_{on}=0.4$ —给定输出电压 15V 工作频率 $f=150\text{kHz}$ 。输出电流 $I_o=5\text{A}$

(1) 总磁链

将有关参数代入式 (9-21) 计算总磁链:

$$\psi = \frac{U_{22} D_{on}}{f} = \frac{51 \times 0.4}{150 \times 10^3} = 0.136 \times 10^{-5} \text{ VS} = 136 \mu \text{ Wb}$$

(2) 选择磁芯

假定 $j=6\text{A/mm}^2$, 将以上的值代入式 (9-23) 得到

$$\phi_c A_w \geq \frac{\psi \times I_o}{k_w j} = \frac{136 \times 10^{-6} \times 5}{0.4 \times 6} \approx 2.83 \times 10^{-4} \text{ Wb} \cdot \text{mm}^2 = 283 \mu \text{ Wbmm}^2$$

由东芝 (TOSHIBA) 标准规格表 10-21 中选择 MS14×8×4.5W 磁芯。

(3) 计算匝数

在表中 MS14×8×4.5W 磁芯的 ϕ_c 值为

$$\phi_c = 11.14 \mu \text{ Wb}$$

代入式 (9-24) 计算导线匝数

$$N = \frac{\psi}{\phi_c} = \frac{136 \times 10^{-6}}{11.14 \times 10^{-6}} \approx 12.2 \rightarrow 13 \text{ 匝}$$

(4) 计算导线直径

由式 (9-25) 决定导线直径

$$d = 2 \sqrt{\frac{I_o}{\pi j \sqrt{D}}} = 2 \sqrt{\frac{5}{\pi \times 6 \sqrt{0.4}}} \approx 1.3 \text{mm}$$

为减少涡流损耗和方便线圈绕制, 采用 $100 \times 0.13 \text{mm}$ 利兹线, MS14 $\times 8 \times 4.5 \text{W}$ 磁芯, 用外径约 1.6mm 利兹线, 有效减少交流电阻, 绕 13 匝 1 层, 150kHz 的集肤深度

$$\Delta = \frac{7.6}{\sqrt{f}} = \frac{7.6}{\sqrt{150 \times 10^3}} = 0.02 \text{cm} = 0.2 \text{mm}$$

内径周长 $l_{in} = \pi d = \pi \times 8 = 25 \text{mm} > 13 \times 1.6 = 20.8 \text{mm}$, 相当于 10 层每层 $10 \times 13 = 130$ 匝, 其

$$Q = \frac{0.83 \times 0.13 \times \sqrt{0.84}}{0.2} = 0.49 \quad \text{其中} \quad F_l = \frac{0.13 \times 10 \times 13}{\pi(d-1.6)} = 0.84$$

从图 6-9 查得 $F_R \approx 1$

9.2.3 噪声抑制磁芯

像二极管反向恢复电流快速变化引起电路噪声。矩形磁滞回线磁芯可用来抑制电流快速变化引起的噪声。在正常流通时, 抑制噪声的磁芯饱和, 具有很低的电感, 几乎不存储能量。而在电流减少并试图过零时, 矩形磁滞回线的磁芯退出饱和, 磁芯表现出很大电感。这很大的电感阻止了电流相反方向变化, 抑制了反向电流, 也就消除了反向电流引起的尖峰。通常采用矩形磁滞回线材料的单匝磁珠或多匝尖峰抑制器实现尖峰抑制。

1. 尖峰抑制磁珠

(1) 原理

非晶磁珠是一个具有外径 D 、内径 d 和高度 h 的小型环形磁芯的单匝电感, 穿在二极管的引线上作为一匝可饱和电感, 用来抑制二极管反向恢复电流。以图 9-10 为例说明抑制反向电流引起的尖峰机理。

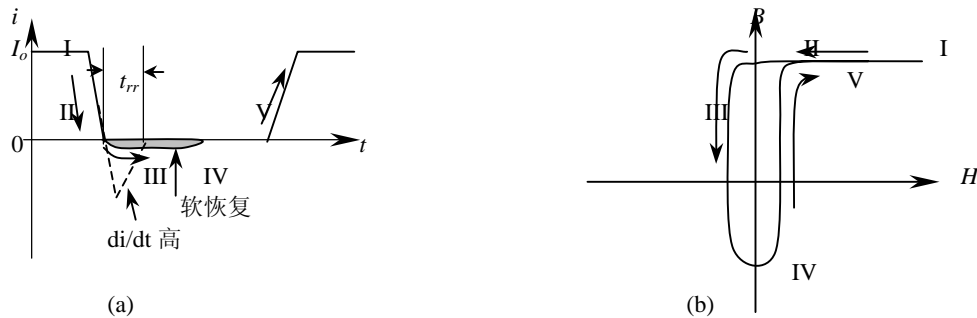


图 9-10 磁珠抑制二极管反向恢复电流机理

当二极管导通时, 流过电流 I_o (图(a)中“**I**”), 尖峰抑制磁珠饱和 (图(b)中“**I**”), 磁导率为空气磁导率 μ_0 , 磁珠等效电感很小, 相当于导线电感。

当二极管关断时, 其正向电流由 I_o 减少到零 (图(a)中“**II**”) 时, 磁芯沿着磁化曲线“**II**”去磁直到纵坐标上 B_r 值。磁芯仍呈现低阻抗。

由于二极管存在存储电荷仍然处于导通状态, 而电路中存在反向电压, 试图流过反向电流。如果没有磁珠, 在反向电压的作用下, 流过很大的反向恢复电流 (图(a)中虚线所示), 此大电流在寄生电感中存储能量, 然后进入反向恢复时间 t_{rr} , 二极管反向电流下降。此反向恢复电流下降时造成很大的电压尖峰和电路噪声。当串入磁珠时, 二极管在反向电压作用下开始试图流过反向电流时, 磁珠退出饱和, 呈现很大的阻抗, 只有极小的反向电流 (图(a)中过零阴影部分“**III**”) 使磁芯沿磁化曲线“**III**”段去磁, 这里磁导率非常高, 视在电感很大, 有效地阻止了高 di/dt 的反向恢复电流,

使硬恢复变成软恢复,使得噪声大大减少。磁化能量绝大部分变成了磁滞损耗和涡流损耗。

如果在二极管反向恢复时间内,磁珠的伏秒足够大,即二极管反向阻断(图(a)中“IV”)前没有反向饱和(图(b)中“IV”点),二极管完全恢复,则噪声基本上可以消除。

当二极管再次导通(图(a)中“V”)时,磁珠仍处于高阻抗,减少二极管正向电流上升率。在大功率二极管中,有利于改善二极管的正向恢复特性。磁芯被正向电流经“V”向饱和磁化。以后重复“I”~“V”的过程。从工作原理可以看到,磁珠具有优良的抑制噪声性能。

(2) 磁珠选择

要完全抑制反向恢复电流,磁珠的伏秒必须满足:

$$\phi_c = 2B_s A_e \geq \pi U_r t_{rr} \quad (\text{Wb}) \quad (9-26)$$

其中: ϕ_c —磁珠总磁通(Wb)

U_r —加在磁珠上的电压(V);

t_{rr} —二极管反向恢复时间(s)。

根据式(9-26)选择适当的磁珠。如果一个磁珠的磁通不能满足式(9-26)要求,可用多个磁珠分别串在器件的阴极或阳极引线上。如果仍不能满足要求,则应采用噪声抑制器。

2 噪声抑制器

如果电压高,反向恢复时间长,采用尖峰抑制磁珠不能满足要求时,可采用噪声抑制器。与尖峰抑制磁珠相似,也是环形较大磁芯,不同在于噪声抑制器一般是多匝饱和电感。与磁放大器相似,要抑制电路中的噪声必须满足下式:

$$\phi_c A_w \geq U_r \times I_o \times t_{rr} \times 1.5 (\text{Wb} \cdot \text{mm}^2) \quad (9-27)$$

其中: ϕ_c —噪声抑制器的总磁通(Wb);

A_w —线圈窗口面积(mm^2);

U_r —磁元件上电压(V);(如正激变压器次级电压,要阻断的电压)

t_{rr} —二极管反向恢复时间(s)。

根据式(9-27)选择适当的噪声抑制器磁芯。一旦选择了适当的噪声抑制器,就可以估算线圈的匝数。

导线直径计算如下:

$$d \geq 1.5 \sqrt{I_o} \quad (9-28)$$

导线匝数 N 计算如下:

$$N \geq \frac{U_c \times 3 \times t_{rr}}{\phi_c} \quad (9-29)$$

例 4 抑制正激输出续流二极管尖峰

正激变换器的续流二极管电路参数如下:输出电压 $U_o=12\text{V}$,反向恢复时间 $t_{rr}=35\text{nS}$ 占空度(导通时间) $D=0.3$ 。选择磁珠。

代入式(9-26)的右边得到

$$\phi_c \geq U_c t_{rr} = \frac{12 \times 35 \times 10^{-9}}{0.3} = 1.4 \times 10^{-6} = 1.4 \mu \text{Wb}$$

由规格表 10-24 选择 AB3×2×6W,其 $\phi_c=1.8 \mu \text{Wb} > 1.4 \mu \text{Wb}$

例 5 选择一个尖峰抑制磁珠

正激变换器的续流二极管电路参数如下:输出电压 $U_o=24\text{V}$,反向恢复时间 $t_{rr}=60\text{nS}$ 。占空度 0.3,输出电流 2A。选择噪声抑制器。

解:

(1) 选择磁芯

将电路参数代入式 (9-27) 得到

$$\begin{aligned}\phi_c A_w &\geq U_c \times I_o \times t_{rr} \times 1.5 = \frac{24 \times 2 \times 60 \times 10^{-9} \times 1.5}{0.3} \\ &= 1.44 \times 10^{-5} (\text{Wb} \cdot \text{mm}^2) \\ &= 14.4 \mu \text{Wb} \cdot \text{mm}^2\end{aligned}$$

由规格表 10.5.4 选择 SA7×6×4.5

(2) 计算导线直径

将数据代入式 (9-28) 得到

$$d \geq 0.5 \times \sqrt{2} \geq 0.7 \text{mm}$$

选择 0.7mm 导线.

(3) 计算匝数 N

由 SA7×6×4.5 查得 $\phi_c = 1.82 \times 10^{-6} \text{Wb}$, 并将有关参数代入到式(9-29)中, 有

$$N \geq \frac{U_c \times 3 \times t_{rr}}{\phi_c} = \frac{24 \times 3 \times 60 \times 10^{-9}}{0.3 \times 1.82 \times 10^{-6}} \geq 7.9 \text{ 匝}$$

所以取 8 匝。最后结果是磁芯 SA7×6×4.5, 导线直径 0.7mm, 8 匝。

以上计算结果仅仅是估算, 还要经试验验证。

参考文献

1. 《Amorphous Magnetic Parts》 Toshiba 1997
2. 《Switching Power Supply Design》 Abraham I. Pressman Second Edition McGraw-Hill 1998
3. 《Philips Magnetic Components》 1996 (Mannul)
4. 《交换式稳压器设计要诀》 林新康 台湾建宏出版社 1991

第十章 基础资料

10.1 单位制和转换关系

英美习惯使用 CGS 制，而尺寸使用英寸，计算时常出现单位转换的麻烦。国内大部分书籍和教材采用国际单位制 (SI)，但英文参考书大部分是 CGS 制，使用时需要单位转换，它们转换关系如表 10-1 所示。

表 10-1 电磁单位制和转换

量	米-千克-秒制(MKS)	厘米-克-秒制(CGS)	MKS→CGS 转换系数
长度	米	厘米	10^2
质量	千克	克	10^3
时间 t	秒	秒	1
密度 δ	千克/米 ³	克/厘米 ³	10^2
力 F	牛顿(千克·米/秒 ²)	达因(克·厘米/秒 ²)	10^5
功	焦耳或牛顿·米	尔格(达因·厘米)	10^7
功率 P	瓦特(焦耳/秒)	尔格/秒	10^7
电位 V	伏特		
电感 L	亨利(Ω /秒)		
电阻 R	欧姆		
磁通密度 B	韦伯/米 ²	高斯	10^4
磁场强度 H	安/米(10^2 安/厘米)	奥斯特(奥)	$4\pi \times 10^{-3}(4\pi \times 10^{-1})$
磁势 F	安·匝	奥·厘米	$4\pi \times 10^{-1}$
磁通 ϕ	韦伯(伏·秒)	马克斯威(马)	10^8
相对磁导率 μ_r	比值	比值	1
真空磁导率 μ_0	韦伯/安·米		$10^7/4\pi$
绝对磁导率 μ	韦伯/安·米		$10^7/4\pi$
磁阻 R_m	安/韦伯	奥·厘米/马	$4\pi \times 10^{-9}$
磁导 G_m	韦伯/安(Ω /秒)	马/(奥·厘米)	$10^9/4\pi$

单位转换基本公式:

$$1\text{Wb}=10^8\text{Mx (磁通)}$$

$$1\text{Gs}=10^{-4}\text{T}=10^{-4}\text{Wb} \cdot \text{m}^2=10^{-8}\text{Wb}/\text{cm}^2 \quad (\text{磁感应强度或磁通密度})$$

$$1\text{Max}=10^{-8}\text{Gs} \times \text{cm}^2.$$

$$1\text{A}/\text{m}=10^{-2}\text{A}/\text{cm}=0.4\pi \times 10^{-2}\text{Oe}$$

$$1\text{A}/\text{cm}=0.4\pi \text{Oe}$$

$$\mu \text{ 的单位} = \frac{\text{Wb}/\text{m}^2}{\text{A}/\text{m}} = \frac{\text{V} \cdot \text{s}}{\text{A} \cdot \text{m}} = \frac{\Omega \cdot \text{s}}{\text{m}} = \text{H}/\text{m} (\text{亨}/\text{米})$$

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H}/\text{m} = 0.4\pi \times 10^{-8} \text{H}/\text{cm}$$

$$\text{电感单位} = \frac{1\text{Wb}}{1\text{A}} = \frac{1\text{V} \cdot 1\text{s}}{1\text{A}} = \Omega \cdot \text{s} = \text{H} (\text{欧秒} = \text{亨})$$

10.2 导线数据

10.2.1 漆包线规格、绝缘和耐压

常用漆包圆铜线有 QZ-2、QA-2、QY-2、QHN 等。其中 QA-2 最大直径为 0.31mm，QZ-2 最高工作温度为 130℃。QY-2 最高工作温度为 220℃。国产 QQ-2 高强度漆包线规格见表 10-2。漆包线绝缘规格如表 10-3。漆包线在均匀绞合状态下的击穿电压值见表 10-4。QA-2 导线的自焊上锡时间不大于 6~10 秒，锡的温度为 370±10℃。

表 10-2 国标 QQ-2 高强度漆包线规格

标称直径 mm	外皮直径 mm	截面积 mm ²	电 阻 Ω/m(20℃)	标称直径 mm	外皮直径 mm	截面积 mm ²	电 阻 Ω/m(20℃)
0.06	0.09	0.00288	6.18	0.63	0.70	0.312	0.056
0.07	0.10	0.0038	4.54	0.67	0.75	0.353	0.0496
0.08	0.11	0.005	3.48	0.69	0.77	0.374	0.047
0.09	0.12	0.0064	2.75	0.71	0.79	0.396	0.0441
0.10	0.13	0.0079	2.23	0.75	0.84	0.442	0.0396
0.11	0.14	0.0095	1.84	0.77	0.86	0.466	0.0377
0.12	0.15	0.0113	1.55	0.80	0.89	0.503	0.0348
0.13	0.16	0.0133	1.32	0.83	0.92	0.541	0.0324
0.14	0.17	0.0154	1.14	0.85	0.94	0.5675	0.0308
0.15	0.19	0.0177	0.988	0.90	0.99	0.636	0.0275
0.16	0.20	0.0201	0.876	0.93	1.02	0.679	0.0258
0.17	0.21	0.0227	0.77	0.95	1.04	0.709	0.0247
0.18	0.22	0.0256	0.686	1.00	1.11	0.785	0.0223
0.19	0.23	0.0284	0.616	1.06	1.17	0.882	0.0198
0.20	0.24	0.0315	0.557	1.12	1.23	0.985	0.0178
0.21	0.25	0.0347	0.506	1.18	1.29	1.094	0.016
0.23	0.28	0.0415	0.423	1.25	1.36	1.227	0.0145
0.25	0.30	0.0492	0.356	1.30	1.41	1.327	0.0132
0.27	0.32	0.0573	0.306	1.35	1.46	1.431	0.0123
0.28	0.33	0.0616	0.284	1.40	1.51	1.539	0.0114
0.29	0.34	0.066	0.265	1.45	1.56	1.651	0.0106
0.31	0.36	0.0755	0.232	1.50	1.61	1.767	0.00989
0.33	0.39	0.0855	0.205	1.56	1.67	1.911	0.00918
0.35	0.41	0.0965	0.182	1.60	1.72	2.01	0.0087
0.38	0.44	0.114	0.155	1.70	1.82	2.27	0.0077
0.40	0.46	0.1257	0.133	1.80	1.92	2.545	0.00687
0.42	0.48	0.138	0.127	1.90	2.02	2.835	0.00617
0.45	0.51	0.159	0.11	2.00	2.12	3.14	0.00557
0.47	0.53	0.1735	0.101	2.12	2.24	3.53	0.00495
0.50	0.56	0.1963	0.089	2.24	2.36	3.94	0.00444
0.53	0.60	0.221	0.0793	2.36	2.48	4.37	0.004
0.56	0.63	0.2463	0.071	2.50	2.62	4.91	0.00356
0.60	0.67	0.283	0.0618				

以上表中 导线截面积: $A_{cu} = \frac{\pi}{4} d^2$

式中 d —裸导线直径

导线 1000 米电阻: $R = \rho_{20} \frac{1000(\text{m})}{A_{cu}(\text{m}^2)}$

式中 $\rho_{20} = 1.724 \times 10^{-6} \Omega \text{ cm}$, 温度 20℃ 时的铜的电阻率.

温度 T 时的铜的电阻率为

$$\rho = \rho_{20} \left(1 + \frac{T - 20}{234.5} \right)$$

表 10-3 国产漆包线绝缘规格表

名称	牌 号	规 格	技术条件	耐温等级
油性漆包线	Q	0.05~2.50	JB658-75	A
聚酯漆包线	QZ	0.06~2.50	GB1193-74	B
聚胺酯漆包线	QA	0.06~0.31	JB2079-77	E
缩醛漆包线	QQ	0.06~2.50	GB1313-77	E
聚酰亚胺漆包线	QY	0.06~2.50	JB2080-77	C
环氧基自粘漆包线	QHN	0.1~0.50	Q/YX8004-64	E
自粘直焊漆包线	QAN	0.1~0.50	-	E
聚酯亚胺漆包线	QZY	0.06~2.50	-	F
单丝漆包线	SQZ	0.06~2.50	JB661-75	A
双玻璃丝漆包线	SBEC	0.53~6.00	GB1342-77	B
双玻璃丝包扁线	SBECB		GB1342-77	B
玻璃丝漆包线	QZSBC	0.53~2.50	GB1342-77	B
纤维绝缘安装线	ASEBR	0.07,0.1,0.15,0.2mm ²	—	Y
聚四氟乙烯绝缘线	AF—250	0.07,0.1,0.15,0.2mm ²	JB1141-70	C
圆铜线	TR	0.3,0.5,1.0,1.5,2.0mm ²	JB647-77	—
镀锡软绞线	TRJ—2	0.1,0.15,0.2,0.3,0.5mm ²	Q/JBD97-66	—
高压线	QGV			—
丁腈聚氯乙烯线	JBF	0.06—1.5mm ²	JB1138—76	—

表 10-4 国产漆包线绝缘电压

导线标称直径(mm)	击穿电压 (V)	
	QZ-2,QQ-2,QA-2,QY-2	不小于 QHN
0.06~0.90	600	—
0.10~0.14	900	700
0.15~0.23	1200	800
0.25~0.31	1500	1200
0.33~0.50	1800	1200
0.53~0.71	2400	—
0.75~0.95	3000	—
1.00~1.50	3600	—
1.60~2.50	4200	—

10.2.2 英制导线规格及公制转换

英制导线规格见表 10-5 所示。为便于我国技术人员使用，表中列出裸线截面积，每米导线电阻和电流密度为 4.5A/mm² 的电流值。英制单位和公制单位转换关系如下：

英规导线 (AWG) 计算公式：

$$\text{导线直径} \quad D_x = \frac{2.54}{\pi} 10^{-\text{AWG}/10} \text{ cm}$$

$$\text{带厚绝缘直径} \quad D'_x = D_x + 0.028\sqrt{D_x} \text{ cm}$$

$$\text{导线截面积} \quad A_x = \pi D_x^2 / 4 \text{ cm}^2$$

单位长度电阻 $r_x = \rho / A_x \quad \Omega / \text{m}$

电流密度：1 圆密尔 $\rightarrow 7.85 \times 10^{-7}$ 平方英寸

1 圆密尔 $\rightarrow 5.07 \times 10^{-6} \text{cm}^2 = 5.07 \times 10^{-4} \text{mm}^2$

500 圆密尔/A $\rightarrow 3.944 \text{A/mm}^2$

1 英寸 = 1000 密尔

表 10-5 英美导线规格

AGW	铜直径 mm	铜面积 mm ²	绝缘直径 mm	带绝缘面积 mm ²	Ω / m 20℃	Ω / m 100℃	A j=4.5A/mm ²
10	2.59	5.2620	2.73	5.8572	0.0033	0.0044	23.679
11	2.31	4.1729	2.44	4.7638	0.0041	0.0055	18.778
12	2.05	3.3092	2.18	3.7309	0.0052	0.0070	14.892
13	1.83	2.6243	1.95	2.9793	0.0066	0.0088	11.809
14	1.63	2.0811	1.74	2.3800	0.0083	0.0111	9.365
15	1.45	1.6504	1.56	1.9021	0.0104	0.0140	7.427
16	1.29	1.3088	1.39	1.5207	0.0132	0.0176	5.890
17	1.15	1.0379	1.24	1.2164	0.0166	0.0222	4.671
18	1.02	0.8231	1.11	0.9735	0.0209	0.0280	3.704
19	0.91	0.6527	1.00	0.7794	0.0264	0.0353	2.937
20	0.81	0.5176	0.89	0.6244	0.0333	0.0445	2.329
21	0.72	0.4105	0.80	0.5004	0.0420	0.0561	1.847
22	0.64	0.3255	0.71	0.4013	0.0530	0.0708	1.465
23	0.57	0.2582	0.64	0.3221	0.0668	0.0892	1.162
24	0.51	0.2047	0.57	0.2586	0.0842	0.1125	0.921
25	0.45	0.1624	0.51	0.2078	0.1062	0.1419	0.731
26	0.40	0.1287	0.46	0.1671	0.1339	0.1789	0.579
27	0.36	0.1021	0.41	0.1344	0.1689	0.2256	0.459
28	0.32	0.0810	0.37	0.1083	0.2129	0.2845	0.364
29	0.29	0.0624	0.33	0.0872	0.2685	0.3587	0.289
30	0.25	0.0509	0.30	0.0704	0.3385	0.4523	0.229
31	0.23	0.0404	0.27	0.0568	0.4269	0.5704	0.182
32	0.20	0.0320	0.24	0.0459	0.5384	0.7192	0.144
33	0.18	0.0254	0.22	0.0371	0.6789	0.9070	0.114
34	0.16	0.0201	0.20	0.0300	0.8560	1.1437	0.091
35	0.14	0.0160	0.18	0.0243	1.0795	1.4422	0.072
36	0.13	0.0127	0.16	0.0197	1.3612	1.8186	0.057
37	0.11	0.0100	0.14	0.0160	1.7165	2.2932	0.045
38	0.10	0.0080	0.13	0.0130	2.1644	2.8917	0.036
39	0.09	0.0063	0.12	0.0106	2.7293	3.6464	0.028
40	0.08	0.0050	0.10	0.0086	3.4427	4.5981	0.023
41	0.07	0.0040	0.09	0.0070	4.3399	5.7982	0.018

10.2.3 铜带 GB 2059-89

在大功率变压器或电感中经常采用纯铜（紫铜）带作为导线。

纯铜（紫铜）带供应状态有 T2M 和 T2Y 两种。厚度有 0.05, 0.08, 0.1, 0.15, 0.20, 0.25, 0.30 (mm) 等，厂家也可以根据用户要求的厚度供应。

铜带厚度及其允许的偏差如表 10-6 所示。

表 10-6 铜带厚度及其允许的偏差(GB2059-89)

	厚度允许偏差 (mm)
--	-------------

	厚度允许偏差 (mm)			
	普通级 宽度 ≤200	较高级	普通级 宽度 200~300	较高级
>0.09~0.20	±0.015	±0.010	±0.020	±0.015
>0.20~0.35	±0.020	±0.015	±0.025	±0.020
>0.35~0.45	±0.025	±0.020	±0.030	±0.025
>0.45~0.70	±0.030	±0.025	±0.035	±0.030
>0.70~1.10	±0.040	±0.030	±0.050	±0.040
>1.10~1.50	±0.045	±0.035	±0.055	±0.045
>1.50~2.00	±0.060	±0.050	±0.080	±0.060

10.3 铁氧体

10.3.1 国产铁氧体材料特性

铁氧体的电阻率大约在 $10^6 \sim 10^{12} \mu \Omega \cdot \text{cm}$ ，适用于几千到几百兆 Hz 的频率之间。对铁氧体软磁材料的主要要求是：初始磁导率 μ_i 高，比损耗（单位体积或重量）小，磁导率随温度的变化要小等。锰锌和镍锌铁氧体是常用的材料。可用来制作滤波电感，高频功率变压器，谐振电感等。

铁氧体材料最高工作频率主要受损耗限制。在一定的允许损耗下，频率提高，工作磁通密度相应减少，与提高频率来减少磁芯体积相矛盾。一般建议的磁通密度是在工作频率下权衡损耗、体积、结构和效率的结果，不是绝对的。例如 PHILIPS 建议变压器磁芯：<100kHz 可用 3C81、3C90、3C91、3C94 和 3C96 等；<400kHz 可用 3C90、3C94 和 3C96 等；200kHz~1MHz 可用 3F3、3F4 和 3F35；1~3MHz 可用 3F4 和 4F1；>3MHz 可用 4F1 等。电感磁芯：<500kHz 可用 2P...、3C30 和 3C90；<1MHz 可用 3C90、3F3 和 3F35 等等。

国产常用的牌号及主要磁性能见表 10-7 所示。

10.3.2 铁氧体尺寸规格

铁氧体磁芯在通讯和开关电源中应用十分广泛，磁芯外形结构多种多样。开关电源中主要应用的有 E 型，ETD 型，EC 型，RM 型，PQ 型，EFD 型，EI 型，EFD 型，环形，LP 型。在模块电源中，主要应用扁平磁芯和集成磁元件。例如 FERROXCUBE-PHILIPS 的平面 E 型磁芯，适于表面贴装的 EP、EQ 和 ER 磁芯，以及集成电感元件（IIC—Integrated inductance component）等。IIC 已将元件和磁芯合成一体，通过外部 PCB 可自由组成电感和变压器。

各种磁芯结构往往是针对特定的应用设计的，有各自的优点和缺点，要根据应用场合，选择相应的磁芯结构。

图 10-1 所示的 E 型磁芯具有较大矩形截面积，宽窗口，形状简单，制造容易，扩展功率容易，可作为大功率变压器磁芯。但矩形截面粗导线绕线困难和窗口利用差。标称尺寸如表 10-8。

图 10-2 为 ETD 型磁芯具有园形中心柱截面，绕线匝长较矩形截面短。易于实现机械化。宽而大的窗口，耦合好，相同处理功率情况下可得到最佳的尺寸和重量。但不能象矩形截面宽展功率。标称尺寸如表 10-9 所示。EC 型具有相似的特点。

图 10-3 所示为罐型（P）型磁芯。罐型磁芯具有优良的磁屏蔽性能，线圈长度短；出线缺口小，出线困难，同时高压隔离困难。适合于低功率。标称尺寸如表 10-10 所示。

图 10-4 为环形磁芯。宽的窗口，散磁通少，线圈耦合好，散热也好。但绕线困难。标称尺寸如表 10-11 所示。

图 10-5 所示为 RM 型磁芯（一对），图 10-6 所示为 EDF 型扁平磁芯。

其它尺寸和外形请参考相关厂家产品手册。

表 10-7 铁氧体磁性材料的部分牌号和重要性能

牌 号	初始磁导率 μ_i		比 损 耗 系 数				磁导率比温度	比磁滞损耗系数 $\times 0.16 \pi^2 \times 10^6$
	$\times 10^{-6} \text{H/m}$	G/Oe	频率 $f_1(\text{MHz})$	$\text{tg } \delta_1 / \mu_i \times$ $1/0.4 \pi$	频率 $f_2(\text{MHz})$	$\text{tg } \delta_2 / \mu_i \times$ $1/0.4 \pi$	系数 α_{μ_i / μ_1} (20~55℃)	
R20	25	20	4	250	75	1000	0~30	
R60	75	60	2	80	25	850	0~35	
RK1	125	100	1.5	70	15	200	0~5	
RK4	500	400	0.05	10	1.5	60	0~5	
R1K	1250	1000			0.5	35	0~3	0.05(10kHz)
R6K	7500	6000	0.002	5			0~2	
R10K	12500	10000	0.002	3			± 1	
牌 号	减落系数 D.F. \times $1/0.4 \pi$ (-5~40 ℃)	矫 顽 力 H_C		饱和磁感 应强度 B_S		居里温度 T_C	电阻率 ρ	密度 d
		A/m	Oe	Wb/m ²	Gs	℃	$\mu \Omega \cdot \text{cm}$	g/cm ³
R20		1200	15	0.22	2200	350	10^{12}	4.0
R60		320	4	0.32	3200	300	10^{11}	4.2
RK1	20	240	3	0.30	3000	250	10^{11}	4.3
RK4		80	1	0.32	3200	180	10^9	4.5
R1K		10	0.2	0.31	3100	150	10^8	4.8
R6K	2	8	0.1	0.34	3400	100	10^6	4.8
R10K	0.5	4	0.05	0.34	3400	85	10^6	4.9

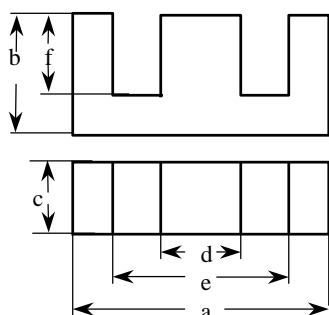


图 10-1 EE 型磁芯尺寸

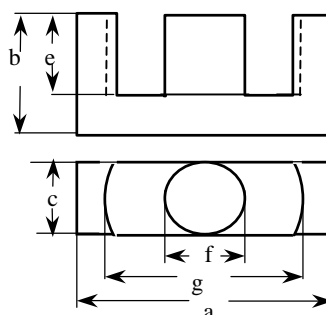


图 10-2 ETD 型磁芯尺寸

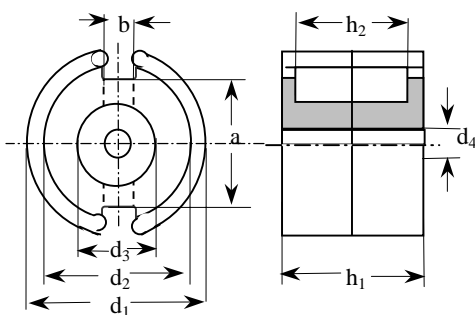


图 10-3 罐 (P) 型磁芯

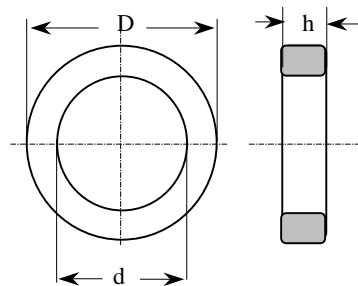


图 10-4 环形磁芯

表 10-8 EE 型磁芯规格表*(图 10-1)

零件号	磁芯尺寸(mm)						有效参数					
	a	b	c	d	e	f	$A_e(\text{mm}^2)$	$l_e(\text{mm})$	$V_e(\text{mm}^3)$	$A_w(\text{mm}^2)$	$l/A(\text{mm}^{-1})$	重量(g/对)
E13	12.8	5.0	6.0	2.85	8.5	3.5	13.83	30.1	416	20.6	2.18	2.7
E16	16.1	7.3	5.0	4.0	11.7	5.2	19.6	35.4	615	41.5	1.805	3.68
E19	19.15	7.9	4.8	4.8	14.0	5.7	22.8	39.6	903	50.0	1.741	4.55
E20	20.5	11.0	7.0	5.0	14.0	7.0	39	47.1	1840	63.0	1.208	9.9
E22	22.0	10.4	5.5	4.0	16.5	7.8	24.6	53.9	1320	97.5	2.19	6.45
E25	25.5	10.0	6.3	6.7	18.7	6.6	44.5	47.9	2130	79.2	1.078	10.9
E33	33.3	13.8	13	9.7	23.5	9.5	111	67.7	7520	131	0.610	20
E42B	42.0	21.2	15.0	12.0	29.5	15.3	178	97.0	17300	260	0.5496	80
E42C	42.0	21.1	20.0	12.0	29.5	15.3	237	97.0	23000	267	0.409	116
E50	50.0	21.5	14.8	14.8	34.2	13.0	226	96.0	21700	252	0.425	116
E55	55.0	27.8	20.9	17.0	37.5	18.7	354	120	42500	383	0.340	216
E65	65.0	32.6	27.0	19.8	44.2	22.6	532	147	78200	551	0.275	380
E70	70.0	35.5	24.5	16.7	48.0	24.8	461	159	73200	776	0.344	370
E70B	70.0	33.2	30.5	21.5	48.0	22	665	150	99800	583	0.276	500
E80	80.0	38	20.0	19.9	59.8	28	391.7	184.1	72112	1117	0.94	380
E85A	85.0	43	26.5	26.8	55.0	29.0	714	188	134500	817	0.264	669
E85B	85.0	43	31.5	26.8	55.0	29.5	859	189	162000	817	0.220	802
E110	110	56.0	35.8	36.0	73.8	37.2	1280	144	312000	1406	0.191	1560
E128	130	63	40	40.5	88.9	43.5	1600	285.6	456960	2105	0.179	2200

* 新康达(CONDA)磁业有限公司

表 10-9 ETD 型磁芯规格表(图 10-2)

零件号	磁芯尺寸(mm)						有效参数					
	a	b	c	e	f	g	$A_e(\text{mm}^2)$	$l_e(\text{mm})$	$V_e(\text{mm}^3)$	$A_w(\text{mm}^2)$	$l/A(\text{mm}^{-1})$	重量(g/对)
ETD29	30.6	15.8	9.8	11.0	9.8	22.0	76.0	72	5470	134	0.947	28
ETD34	35.0	17.3	11.1	11.8	11.1	25.6	97.1	78.6	7640	171	0.810	40
ETD39	40.0	19.8	12.8	14.2	12.8	29.3	125	92.2	11500	234	0.737	60
ETD44	45.0	22.3	15.2	16.1	15.2	32.5	173	103	17800	278	0.589	94
ETD49	49.8	24.7	16.7	17.7	16.7	36.1	211	114	24000	343	0.534	124
ETD54	54.5	27.6	18.9	20.2	18.9	41.2	280	127	35500	450	0.454	184
ETD59	59.8	31.0	21.65	22.5	21.65	44.7	368	139	51500	518	0.378	260

表 10.-10* P(罐)型磁芯规格表(图 10-3)

零件号	磁芯尺寸(mm)								有效参数				
	d_1	d_2	d_3	d_4	h_1	h_2	a	b	$A_e(\text{mm}^2)$	$A_{\text{MIN}}(\text{mm}^2)$	$l_e(\text{mm})$	$V_e(\text{mm}^3)$	$l/A(\text{mm}^{-1})$
P9/5	9.3	7.5	3.9	2.04	5.4	3.6	6.5	2.0	10.1	8.0	12.5	126	1.24
P11/7	11.1	9.0	4.7	2.04	6.5	4.4	6.8	2.2	16.2	13.3	15.5	251	0.956
P14/8	14.2	11.6	6.0	3.0	8.4	5.6	9.5	2.7	25.1	19.8	19.8	495	0.789
P18/11	17.9	14.9	7.5	3.0	10.6	7.2	13.4	3.8	43.3	36.1	25.8	1120	0.597
P22/13	21.5	17.9	9.4	4.4	13.4	9.2	15.0	3.8	63.4	51.3	31.5	2000	0.497
P26/16	25.5	21.2	11.5	5.4	16.0	11.0	18.0	3.8	93.9	76.5	37.6	3530	0.400
P30/19	30.0	25.0	13.5	5.4	18.9	13.0	20.5	4.3	137	115	45.6	6190	0.330
P36/22	35.5	35.6	16.0	5.4	21.9	14.6	26.2	4.9	202	172	53.2	10700	0.264
P42/29	42.4	29.9	17.7	5.4	29.4	20.3	32.0	5.1	265	214	68.6	18200	0.259

* IEC 133

表 10-11* 环形磁芯 (图 10-4)

零件号	磁芯尺寸 (mm)			磁芯有效参数				
	外径 D	内径 d	高 h	l_e (mm)	A_e (mm ²)	$\Sigma l/A$ (mm ⁻¹)	V_e (mm ³)	质量 (g)
T2.5/1	2.5	1.5	1.0	6.02	0.489	12.3	2.94	0.015
TN4/1.1	4.3	1.9	1.4	9.18	0.961	9.55	8.82	0.04
TN4/1.6	4.3	1.9	1.8	9.18	1.40	6.56	12.9	0.10
TN6/2	6.3	3.7	2.3	15.3	1.97	7.75	30.2	0.15
TN6.3/2.5	6.6	3.5	2.9	15.2	3.06	4.97	46.5	0.23
TN9/3	9.4	5.5	3.4	22.9	4.44	5.17	102	0.50
TN10/4	10.4	5.5	4.4	24.1	7.80	3.70	188	0.95
TN12.5/5	12.9	7.0	5.4	30.1	12.2	2.46	368	1.8
T13/3	13.0	7.0	3.0	29.5	8.72	3.38	257	1.22
TN14/5	14.5	8.4	5.5	35.0	12.3	2.84	430	2.1
TN14/9	14.5	8.4	9.4	35.0	22.1	1.58	774	3.8
TN16/6.3	16.5	9.0	6.7	38.5	19.7	1.95	760	3.8
TN19/10	19.5	9.9	10.5	44.0	40.8	1.08	1795	9.2
TN19/15	19.5	9.8	15.5	44.0	61.2	0.718	2692	13.8
TN20/7	20.5	9.4	7.6	43.6	33.6	1.30	1465	7.7
TN23/7	23.6	13.4	7.6	55.8	30.9	1.81	1722	8.4
TN25/10	25.6	14.3	10.5	60.2	48.9	1.23	2944	15.0
TN26/10	26.6	13.8	10.5	60.1	55.8	1.08	3361	17.0
TN26/20	26.6	13.8	20.5	60.1	112.0	0.538	6723	34.0
TN29/7.5	29.6	18.4	8.1	73.2	36.9	1.98	2704	13.5
TN31.5/12.5	32.1	18.3	13.0	76.0	76.5	0.99	5816	29.0
TN34/13	34.6	19.9	13.0	82.06	82.06	0.994	6778	32.0
TN36/10	36.6	22.4	10.6	89.6	63.9	1.40	5731	28.0
TN36/15	36.6	22.3	15.6	89.6	95.9	0.935	8596	42.0
TL42/12.5	42.1	25.9	12.75	103.0	95.75	1.076	9864	47.0
TL58/17.5	58.7	40.5	17.9	152.4	152.4	1.00	23223	110.0
T87/13.5	87.0	54.3	13.5	214.0	216.7	0.987	46357	220.0
TL102/15	102.4	65.5	15.3	255.3	267.2	0.956	68221	325.0
T107/18	107.0	65.0	18.0	259.0	370.0	0.700	96013	456.0

*Philips Components

T—环形磁芯, TN—环表面尼龙喷涂, TL—环表面 Laquered

表 10-12* 中外铁氧体磁芯材料对照表

国健	COSMO		SIEMENS		PHILIPS		THMOSON		VOGT	
牌号	牌号	μ_{iac}	牌号	μ_{iac}	牌号	μ_{iac}	牌号	μ_{iac}	牌号	μ_{iac}
AT1000					4A11	700	H10	700	FI 292	850
AT1900	CF129	1900	N67	2300	3C85	2000	B2	1900	FI 324	2300
AT2000	CF196	2000	N27	2000	3C80	2000	B3	2000	FI 322	2000
AT2100	CF138	2100	N87	2000	3F3	1800	F1	2000		
AT3000	CF101	3000	N41	3000	3C81	2700	B1	3000	FI 323	3000
AT4000										
AT5000	CF195	5000	N30	4300	3C11	4300	A6	4300	FI 340	4300
AT7500	CF197	7500	T35	6000	3E25	6000	A4	6000	GI 360	6000
AT10000			T38	10000	3E5	10000	A2	10000	FI 410	10000

国健	TDK		FUJI		TOKIN		MAGNETICS		CONDA	
牌号	牌号	μ_{iac}	牌号	μ_{iac}	牌号	μ_{iac}	牌号	μ_{iac}	牌号	μ_{iac}
AT1000	L8H	800	L58	800	700L	700				
AT1900	PC40	2300	6H20	2300	BH2	2300	G	2300	LP3	2300
AT2000	PC30	2500	6H10	2500			P	2700	LP2	2500
AT2100							R	2000	LP4	1400
AT3000	H5A	3300			3100B	3000	F	3000		
AT4000	H35	3500								
AT5000	H1B	5500	2H06	5500	5000H	5000	J	5000	HP1	5000
AT7500	H1D	7500	2H07	7500	7000H	7000			HP2	7000
AT10000	H5C2	10000	2H10	10000	12000H	12000	W	10000	HP3	10000

*国健 (CORE GAIN) 发展有限公司产品手册

表 10-13* Magnetics 公司产品热阻与磁芯规格的关系

铁芯形状	$R_{th}(K/W)$	铁芯形状	$R_{th}(K/W)$	铁芯形状	$R_{th}(K/W)$
E20/6	50	ETD29	28	PM50/39	15
E25	40	ETD34	20	PM62/49	12
E30/7	23	ETD39	16	PM74/59	9.5
E32	22	ETD44	11	PM87/70	8
E40	20	RTD49	8	PM114/93	6
E42/15	19	ETD54	6	U11	46
E42/20	15	ETD59	4	U15	35
E47	13	ER42	12	U17	30
E55/21	11	ER49	9	U20	24
E55/25	8	ER54	11	U21	22
E65/27	6	RM4	120	U25	15
EC35	18	RM5	100	U26	13
EC41	15	RM6	80	U30	4
EC52	11	RM7	68	U93/20	1.7
EC70	7	RM8	57	U93/30	1.2
EFD10	120	RM10	40	UI93	5
EFD15	75	RM12	25	UU93	4
EFD20	45	RM14	18		
EFD25	30				
EFD30	25				

*《Switching Power Supply Design》Abraham I. Pressman Second Edition McGraw-Hill 1998

表 10-14* 不同磁芯材料 100℃时, 损耗与频率和峰值磁通密度的关系

频率 kHz	材 料	磁芯损耗 mW/cm^3 与磁通密度的关系 (T)					
		0.16	0.14	0.12	0.1	0.08	0.06
20	F 3C8	85	60	40	25	15	
	3C85	82	25	18	13	10	
	3F3	28	20	12	9	5	
	M R	20	12	7	5	3	
	P	40	18	13	8	5	
	T H7C1	60	40	30	20	10	
	H7C4	45	29	18	10		
	S N27	50			24		
50	F 3C8	270	190	130	80	47	
	3C85	80	65	40	30	18	22
	3F3	70	50	30	22	12	9
	M R	75	55	28	20	11	5
	P	147	85	57	40	20	5
	T H7C1	160	90	60	45	25	9
	H7C4	100	65	40	28	20	20
	S N27	144			96		
100	F 3C8	850	600	400	250	140	
	3C85	260	160	100	80	48	65
	3F3	180	120	70	55	30	30
	M R	250	150	85	70	35	14
	P	340	181	136	96	57	16
	T H7C1	500	300	200	140	75	23
	H7C4	300	180	100	70	50	35
	S N27 N47	480			200 190		
200	F 3C8				700	400	
	3C85	700	500	350	300	180	190
	3F3	600	360	250	180	85	75
	M P	650	450	280	200	100	40
	R	850	567	340	227	136	45
500	T H7C1	1400	900	500	400	200	68
	H7C4	800	500	300	200	100	100
	S N27	960			480		45
	N47				480		
	F 3C85				1800	950	
	3F3		1800	1200	900	500	500
	M R		2200	1300	1100	700	280
1000	P		4500	3200	1800	1100	400
	T H7F						570
	H7C4		2800	1800	1200	980	100
	F 3C85						320
3F3				3500	2500	2000	
M R				5000	3000	1200	
P						1500	
						6200	

表中材料栏第一个字母 F—Ferroxcube(philips),M—Magnetics InC.,T—TDK,S—Siemens

* 《Switching Power Supply Design》 Abraham I. Pressman Second Edition McGraw-Hill 1998

表 10-15 正激变换器拓扑最大可能输出功率

磁芯	输出功率 (W)												
	$A_e(\text{cm}^2)$	$A_w(\text{cm}^2)$	$A_e A_w(\text{cm}^4)$	20kHz	24kHz	48kHz	72kHz	96kHz	150kHz	200kHz	250kHz	300kHz	体积(cm^3)
E 型磁芯 Philips													
814E250	0.202	0.171	0.035	1.1	1.3	2.7	4.0	5.3	8.3	11.1	13.8	16.6	0.57
813E187	0.225	0.329	0.074	2.4	2.8	5.7	8.5	11.4	17.8	23.7	29.6	35.5	0.89
813E343	0.412	0.359	0.148	4.7	5.7	11.4	17.0	22.7	35.5	47.3	59.2	71.0	1.64
812E250	0.395	0.581	0.229	7.3	8.8	17.6	26.4	35.3	55.1	73.4	91.8	110.2	1.93
782E272	0.577	0.968	0.559	17.9	21.4	42.9	64.3	85.8	134.0	178.7	223.4	268.1	3.79
E375	0.810	1.149	0.931	29.8	35.7	71.5	107.2	143.0	223.4	297.8	372.3	446.7	5.64
E21	1.490	1.213	1.807	57.8	69.4	138.8	208.2	277.6	433.8	578.4	722.9	867.5	11.50
783E608	1.810	1.781	3.224	103.2	123.8	247.6	371.4	495.1	733.7	1031.6	1289.4	1547.3	17.80
783E776	2.330	1.810	4.217	135.0	161.9	323.9	485.8	647.8	1012.2	1349.5	1686.9	2024.3	22.90
E625	2.340	1.370	3.206	102.6	123.1	246.2	369.3	492.4	769.4	1025.9	1282.3	1538.8	20.80
E55	3.530	2.800	9.884	316.3	379.5	759.1	1138.6	1518.2	2372.2	3162.9	3953.6	4744.3	43.50
E75	3.380	2.160	7.301	233.6	280.4	560.7	841.1	1121.4	1752.2	2336.3	2920.3	3504.4	36.00
EC 型磁芯 Philips													
EC35	0.843	0.968	0.816	26.1	31.3	62.7	94.0	125.3	195.8	261.1	326.4	391.7	6.53
EC41	1.210	1.350	1.634	52.3	62.7	125.5	188.2	250.9	392.0	522.7	653.4	784.1	10.80
EC52	1.800	2.130	3.834	122.7	147.2	294.5	441.7	588.9	920.2	1226.9	1533.6	1840.3	18.80
EC70	2.790	4.770	13.308	425.9	511.0	1022.1	1533.1	2044.2	3194.0	4258.7	5323.3	6388.0	41.10
ETD 型磁芯 Philips													
ETD29	0.760	0.903	0.686	22.0	26.4	52.7	79.1	105.4	164.7	219.6	274.5	329.4	5.50
ETD34	0.971	1.220	1.185	37.9	45.5	91.0	136.5	182.0	284.3	379.1	473.8	568.6	7.64
ETD39	1.250	1.740	2.175	69.6	83.5	167.0	250.6	334.1	522.0	696.0	870.0	1044.0	11.50
ETD44	1.740	2.130	3.706	118.6	142.3	284.6	427.0	569.3	889.0	1186.0	1482.5	1779.0	18.00
ETD49	2.110	2.710	5.718	183.0	219.6	439.2	658.7	878.3	1372.3	1829.8	2287.2	2744.7	24.20

输出功率 (W)													
磁芯	$A_e(\text{cm}^2)$	$A_w(\text{cm}^2)$	$A_e A_w(\text{cm}^4)$	20kHz	24kHz	48kHz	72kHz	96kHz	150kHz	200kHz	250kHz	300kHz	体积(cm^3)
P 型 (罐型) 磁芯 Philips													
704	0.070	0.022	0.002	0.0	0.1	0.1	0.2	0.2	0.4	0.5	0.6	0.7	0.07
905	0.101	0.034	0.003	0.1	0.1	0.3	0.4	0.5	0.8	1.1	1.4	1.6	0.13
1107	0.167	0.054	0.009	0.3	0.3	0.7	1.0	1.4	2.2	2.9	3.6	4.3	0.25
1408	0.251	0.097	0.024	0.8	0.9	1.9	2.8	3.7	5.8	7.8	9.7	11.7	0.50
1811	0.433	0.187	0.081	2.6	3.1	6.2	9.3	12.4	19.4	25.9	32.4	38.9	1.12
2213	0.635	0.297	0.189	6.0	7.2	14.5	21.7	29.0	45.3	60.4	75.4	90.5	2.00
2616	0.948	0.407	0.386	12.3	14.8	29.6	44.4	59.3	92.6	123.5	154.3	185.2	3.53
3019	1.380	0.587	0.810	25.9	31.1	62.2	93.3	124.4	194.4	259.2	324.0	388.8	6.19
3622	2.020	0.774	1.563	50.0	60.0	120.1	180.1	240.2	375.2	500.3	625.4	750.5	10.70
4229	2.660	1.400	3.724	119.2	143.0	286.0	429.0	572.0	893.8	1191.6	1489.6	1787.5	18.20
RM 磁芯													
RM5	0.250	0.095	0.024	0.8	0.9	1.8	2.7	3.6	5.7	7.6	9.5	11.4	0.45
RM6	0.370	0.155	0.057	1.8	2.2	4.4	6.6	8.8	13.8	18.4	22.9	27.5	0.80
RM8	0.630	0.310	0.195	6.2	7.5	15.0	22.5	30.0	46.9	62.5	78.1	93.7	1.85
RM10	0.970	0.426	0.413	13.2	15.9	31.7	47.6	63.5	99.2	132.2	165.3	198.3	3.47
RM12	1.460	0.774	1.130	36.2	43.4	86.8	130.2	173.6	271.2	361.6	452.0	542.4	8.34
RM14	1.980	1.100	2.178	69.7	83.6	167.3	250.9	334.5	522.7	697.0	871.2	1045.4	13.19
PQ 磁芯 Philips													
42016	0.620	0.256	0.159	5.1	6.1	12.2	18.3	24.4	38.1	50.8	63.5	76.2	2.31
42020	0.620	0.384	0.238	7.6	9.1	18.3	27.4	36.6	57.1	76.2	95.2	114.3	2.79
42620	1.190	0.322	0.383	12.3	14.7	29.4	44.1	58.9	92.0	122.6	153.3	183.9	5.49
42625	1.180	0.502	0.592	19.0	22.7	45.5	68.2	91.0	142.2	189.6	236.9	284.3	6.53
43220	1.700	0.470	0.799	25.6	30.7	61.4	92.0	122.7	191.8	255.7	319.6	383.5	9.42
43230	1.610	0.994	1.600	51.2	61.5	122.9	184.4	245.8	384.1	512.1	640.1	768.2	11.97
43535	1.960	1.590	3.116	99.7	119.7	239.3	359.0	478.7	747.9	997.2	1246.6	1495.9	17.26
44040	2.010	2.490	5.005	160.2	192.2	384.4	576.6	768.8	1201.2	1601.6	2002.0	2402.4	20.45

注：表中输出功率按式 (7.13) 计算。 $P_o=1.012fB_{max}A_eA_w \times 10^{-2}(\text{W})$ 。其中 $B_{ma}=0.16\text{T}$,如果在给定工作频率时材料允许 $B < B_{max}$,输出功率应乘以 $B/0.16$; $-T, A_e$ 和 $A_w - \text{cm}^2$, $f - \text{Hz}$, k_w - 窗口填充系数为 0.4, 导线电流密度为 $4\text{A}/\text{mm}^2$, 如果 J 不是 $4\text{A}/\text{mm}^2$, 输出功率应乘以系数 $J/4$ 。对于推挽电路, 输出功率乘以 2。

《Switching Power Supply Design》Abraham I. Pressman Second Edition McGraw-Hill 1998

表 10.－16 半桥或全桥最大输出功率

输出功率 (W)													
磁芯	$A_e(\text{cm}^2)$	$A_w(\text{cm}^2)$	$A_e A_w(\text{cm}^4)$	20kHz	24kHz	48kHz	72kHz	96kHz	150kHz	200kHz	250kHz	300kHz	体积(cm^3)
E 型磁芯 Philips													
814E250	0.202	0.171	0.035	3.1	3.7	7.4	11.2	14.9	23.2	30.9	38.7	46.4	0.57
813E187	0.225	0.329	0.074	6.6	8.0	15.9	23.9	31.8	49.7	66.3	82.9	99.5	0.89
813E343	0.412	0.359	0.148	13.3	16.0	31.8	47.8	63.6	99.4	132.5	165.7	198.8	1.64
812E250	0.395	0.581	0.229	20.6	24.8	49.3	74.1	98.7	154.2	205.6	257.0	308.4	1.93
782E272	0.577	0.968	0.559	50.0	60.3	120.1	180.4	240.2	375.3	500.4	626.6	750.7	3.79
E375	0.810	1.149	0.931	83.4	100.5	200.1	300.6	400.2	625.4	833.9	1042.4	1250.8	5.64
E21	1.490	1.213	1.807	161.9	195.2	388.6	583.8	777.2	1214.6	1619.4	2024.3	2429.1	11.50
783E608	1.810	1.781	3.224	288.8	348.1	693.1	1041.2	1386.2	2166.2	2888.4	3610.4	4332.5	17.80
783E776	2.330	1.810	4.217	377.9	455.5	906.7	1362.8	1813.4	2834.0	3778.7	4623.4	5668.1	22.90
E625	2.340	1.370	3.206	287.2	346.2	689.2	1035.5	1378.5	2154.3	2872.4	3590.5	4308.6	20.80
E55	3.530	2.800	9.884	885.6	1067.5	2125.1	3192.5	4250.1	6642.0	8856.1	11070.1	13284.1	43.50
E75	3.380	2.160	7.301	654.2	788.5	1569.7	2358.2	3139.3	4906.1	6541.5	8176.9	9812.3	36.00
EC 型磁芯 Philips													
EC35	0.843	0.968	0.816	73.1	88.1	175.4	263.6	350.9	548.4	731.2	913.9	1096.7	6.53
EC41	1.210	1.350	1.634	146.4	176.4	351.2	527.6	702.4	1097.7	1463.6	1829.5	2195.4	10.80
EC52	1.800	2.130	3.834	343.5	414.1	824.3	1238.4	1648.6	2576.4	3435.3	4294.1	5152.9	18.80
EC70	2.790	4.770	13.308	1192.4	1437.3	2861.3	4298.6	5722.6	8943.2	11924.2	14905.3	17886.4	40.10
ETD 型磁芯													
ETD29	0.760	0.903	0.686	61.5	74.1	147.6	221.7	295.1	461.2	614.9	768.6	922.4	5.50
ETD34	0.971	1.220	1.185	106.1	127.9	254.7	382.6	509.4	796.1	1061.4	1326.8	1592.1	7.64
ETD39	1.250	1.740	2.175	194.9	234.9	467.6	702.5	935.3	1461.6	1948.8	2436.0	2923.2	11.50
ETD44	1.740	2.130	3.706	332.1	400.3	796.8	1197.1	1593.7	2490.6	3320.8	4150.9	4981.1	18.00
ETD49	2.110	2.710	5.718	512.3	617.6	1229.4	1846.9	2458.8	3842.6	5123.4	6404.3	7685.1	24.20

磁芯	$A_e(\text{cm}^2)$	$A_w(\text{cm}^2)$	$A_e A_w(\text{cm}^4)$	20kHz	24kHz	48kHz	72kHz	96kHz	150kHz	200kHz	250kHz	300kHz	体积(cm^3)
P 型 (罐型) 磁芯 Philips													
704	0.070	0.022	0.002	0.1	0.2	0.3	0.5	0.7	1.0	1.4	1.7	2.1	0.07
905	0.101	0.034	0.003	0.3	0.4	0.7	1.1	1.5	2.3	3.1	3.8	4.6	0.13
1107	0.167	0.054	0.009	0.8	1.0	1.9	2.9	3.9	6.1	8.1	10.1	12.1	0.25
1408	0.251	0.097	0.024	2.2	2.6	5.2	7.8	10.4	16.3	21.8	27.2	32.7	0.50
1811	0.433	0.187	0.081	7.3	8.7	17.4	26.2	34.8	54.4	72.6	90.7	108.8	1.12
2213	0.635	0.297	0.189	16.9	20.4	40.5	60.9	81.1	126.7	169.0	211.2	253.5	2.00
2616	0.948	0.407	0.386	34.6	41.7	83.0	124.6	165.9	259.3	345.7	432.1	518.6	3.53
3019	1.380	0.587	0.810	72.6	87.5	174.2	261.6	348.3	544.4	725.8	907.2	1088.7	6.19
3622	2.020	0.774	1.563	140.1	168.9	336.1	505.0	672.3	1050.7	1400.9	1751.1	2101.3	10.70
4229	2.660	1.400	3.724	333.7	402.2	800.1	1202.9	1601.3	2502.5	3336.7	4170.9	5005.1	18.20
RM 磁芯 Philips													
RM5	0.250	0.095	0.024	2.1	2.6	5.1	7.7	10.2	16.0	21.3	26.6	31.9	0.45
RM6	0.370	0.155	0.057	5.1	6.2	12.3	18.5	24.7	38.5	51.4	64.2	77.1	0.80
RM8	0.630	0.310	0.195	17.5	21.1	42.0	63.1	84.0	131.2	175.0	218.7	262.5	1.85
RM10	0.970	0.426	0.413	37.0	44.6	88.8	133.5	177.7	277.7	370.2	462.8	555.4	3.47
RM12	1.460	0.774	1.130	101.3	122.0	243.0	365.0	485.9	759.4	1012.5	1265.6	1518.8	8.34
RM14	1.980	1.100	2.178	195.1	235.2	468.3	703.5	936.5	1463.6	1951.5	2439.4	2927.2	13.19
PQ 磁芯 Philips													
42016	0.620	0.256	0.159	14.2	17.1	34.1	51.3	68.2	106.7	142.2	177.8	213.3	2.31
42020	0.620	0.384	0.238	21.3	25.7	51.2	76.9	102.4	160.0	213.3	266.6	320.0	2.79
42620	1.190	0.322	0.383	34.3	41.4	82.4	123.8	164.8	257.5	343.3	429.2	515.0	5.49
42625	1.180	0.502	0.592	53.1	64.0	127.4	191.3	254.7	398.1	530.8	663.4	796.1	6.53
43220	1.700	0.470	0.799	71.6	86.3	171.8	258.1	343.6	536.9	715.9	894.9	1073.9	9.42
43230	1.610	0.994	1.600	143.4	172.8	344.1	516.9	688.1	1075.4	1433.9	1792.4	2150.9	11.97
43535	1.960	1.590	3.116	279.2	336.6	670.0	1006.6	1340.1	2094.2	2792.3	3490.4	4188.4	17.26
44040	2.010	2.490	5.005	448.4	540.5	1076.1	1616.6	2152.1	3363.3	4484.4	5605.5	6726.6	20.45

注：表中输出功率按式 (7.23) 计算。 $P_0=2.864fB_{max}A_eA_w \times 10^{-2}(\text{W})$ 。其中 $B_{ma}=0.16\text{T}$ ，如果在给定工作频率时材料允许 $B < B_{max}$ ，输出功率应乘以 $B/0.16$ ； T, A_e 和 $A_w - \text{cm}^2$ ， $f - \text{Hz}$ ， k_w —窗口填充系数为 0.4，导线电流密度为 $4\text{A}/\text{mm}^2$ ，如果 J 不是 $4\text{A}/\text{mm}^2$ ，输出功率应乘以系数 $J/4$ 。
《Switching Power Supply Design》Abraham I. Pressman Second Edition McGraw-Hill 1998

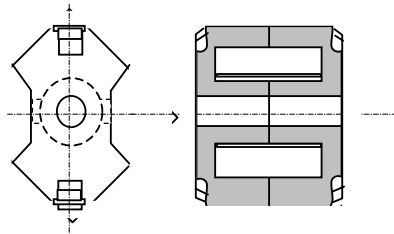


图 10-5 RM 型磁芯(一对)

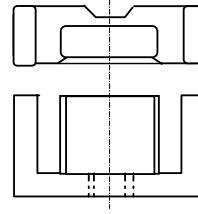


图 10-6 EFF 型磁芯(扁平)

10.3.3 国内外铁氧体材料对照

国内外磁芯生产厂家著名的有康达，金宁，Ferroxcube-Philips，Magnetics，TDK，TOSHIBA，TOKIN，Siemens，FUJI，COSMO 等等；各厂家磁芯材料组成成分略有不同，性能参数也不同，各有侧重。主要性能对照如表 10-12 所示。但在使用时，还应当参看厂家详细手册。

磁性元件的功率处理能力与温升和热阻有关。在第 6 章给出了计算常用磁芯热阻的经验公式，有些厂家在手册中给出热阻值，如 Magnetics 公司给出的热阻与磁芯规格的关系如表 10-13 所示。可作为相近规格磁芯热阻的参考。表 10-14 给出了一些公司磁芯 100℃时损耗与频率和峰值磁通密度的关系。

设计变压器选择磁芯时，根据式 (7.13a) 和(7.23a)求的面积乘积值就可选择磁芯。根据这两个公式，并假定电流密度 $j=400A/cm^2$ ， $B_{max}=0.16T$ 计算磁芯功率处理能力如表 10-15 和 10-16 所示。利用这两个表可快速选择磁芯。

10.4 磁粉芯

由于磁粉芯是磁粉加非磁粘合剂构成，通常磁导率 μ 常数范围较小，随磁场强度加大而下降。

10.4.1 磁粉芯的主要性能和规格

磁粉芯的主要性能和规格如表 10-17 所示。

表 10-17 几种磁粉芯主要性能比较

特性	铁粉芯	铁硅铝	高磁通密度	坡莫合金磁粉芯
初始磁导率 μ_i	10,22,33,35,55,60,75	26,60,75,90,125	14,26,60,125,147,160	14,26,60,125,147,160,173,200,550
一般外形	环型,E 型,筒型	环型,E 型	环型	环型
饱和磁通密度	1T~1.3T	1T~1.05T	1.2T~1.4T	0.65T~0.8T
损耗 100kHz 相对原点 $\pm \Delta B=0.05T$	*1200mW/cm ³ (#26) *700mW/cm ³ (#52)	210mW/cm ³	420mW/cm ³	86mW/cm ³ ($\mu=60$) 112mW/cm ³ ($\mu=125$)
2Mhz 时 初始磁导率%	94%(#52), 80%(#26), *90%(#2)	99.5%($\mu=26$) 93%($\mu=125$)	98%($\mu=14$) 58%($\mu=125$)	99%($\mu=14$), 83%($\mu=125$) 27%($\mu=550$)
原点每边 0.05T 时初始 磁导率%	165%(#26)增加 65%,104%(#2)	$\mu=26$ 增加 1% $\mu=125$ 增加 3.5%	108%($\mu=125$)	100.5%($\mu=60$) 增加 0.5%
**50 和 100 奥 时为初始磁导 率%	58%和 36% (#52) 100%和 99%(#2)	74%和 54%($\mu_i=10$) 47%和 20%($\mu_i=125$)	83%和 60%($\mu_i=10$) 61%和 29%($\mu_i=125$)	84%和 52%($\mu_i=10$) 50%和 14%($\mu_i=125$)

* #2 材料 $\mu_i=10$; #40 材料 $\mu_i=60$; #2 材料 $\mu_i=10$; #52 材料和 #26 材料 $\mu_i=75$ 。

10.4.2 磁粉芯电感估算

磁粉芯电感近似为

$$L = A_L \times N^2 \times \text{直流系数} \times \text{交流系数} \times \text{频率系数} \times \text{温度系数}。$$

对于大多数开关电源中的电感，通常不管频率系数和温度系数，假定两者为 1。手册中直流系数是假定磁场强度下磁导率是初始磁导率的百分数。交流系数是在磁通密度摆幅下磁导率是初始磁导率的百分数。电感系数 A_L 是（1 匝电感,如果是 1000 匝的电感量，应乘以 10^{-6} ）， N 为匝数。线圈放在磁芯上位置不同实际电感有些差别。大多数电感值规定在低磁通密度摆幅下测量。尽量减少电流对直流和交流系数的影响。

10.4.3 国内外磁粉芯规格

国外阿诺德（ARNOLD）公司的坡莫合金磁粉芯电气参数和损耗系数如表 10-18 所示。表中给出了损耗系数。总的磁芯损耗由如下 Legg 方程决定，损耗分成三个分量—涡流、磁滞和剩余损耗。等效磁芯损耗 Legg 方程中三种损耗之和等效交流电阻为

$$R_{ac} = \mu L (a B_{max} f + c f + e f^2)$$

由等效交流电阻求得磁芯损耗为：

$$p = 3.98 B_{max}^2 A l \left(\frac{R_{ac}}{\mu L} \right)^{-9}$$

以上两个式中 μ —磁芯相对磁导率；

L —电感量（H）；

B_{max} —最大磁通密度（Gs）；

f —频率（Hz）；

a, c, e —分别为磁滞、剩余和涡流损耗系数；

A —磁芯截面积（ cm^2 ）；

l —磁芯平均磁路长度（cm）。

表 10-18 钼坡莫合金磁粉芯*（MPP—Molybdenum Permalloy Powder）

磁导率	$L < 80\%$ 直流偏磁 磁磁场(A/cm)	适用频率 kHz	损耗系数			在磁场强度为 160A/cm 时 B(T)
			$a \times 10^6$	$c \times 10^6$	$e \times 10^9$	
14	253	50~200	11.4	143	7.1	0.13
26	140	30~75	6.9	96	7.7	0.23
60	56	10~50	3.2	50	10.0	0.43
125	28	<15	1.6	25	13.0	0.6
160	20	<15				注： a—磁滞损耗系数 c—残余损耗系数 e—涡流损耗系数
200	16	<15				
300	11	<15				
500	4	<15				

*ARNOLD ENGINEERING COMPANY-Magnetic Powder core

铁铝硅磁粉芯温度系数小,电阻率高,损耗小。性能参数如表 10-19 所示。国产铁铝硅磁芯尺寸如表 10-20 所示。

表 10-19 铁铝硅性能表

型号	初始磁导率 μ_i	工作频率 kHz	温度系数 $\text{TK} \mu \times 10^{-6}$	损耗系数		
				$a \times 10^{-3}$	$e \times 10^{-9}$	$c \times 10^{-3}$
LGT- I -60	55~65	>10	-400	9	400	3
LGT- II -55	50~60	>10	+150~-300	9	400	3
LGT-III-32	30~34	>50	-250	5	100	3
LGT-IV-22	20~24	>100	-200	6	50	6
LGT- V -22	20~24	>100	+50~-50	6	50	6

表 10-20 国产铁铝硅磁粉芯环尺寸

外径 D(mm)	内径 d(mm)	高度 h(mm)	截面积 $A_c(\text{mm}^2)$	质量 $m_c(\text{g})$
24	13	5.2	25	8.3
		7	35	12
36	25	7.5	38	20.5
		9.7	50	26.5
44	28	7.2	50	32.7
		10.2	75	51.7
55	32	8.2	80	65
		11.7	120	93
61	40	9.7	100	90
		14	150	138
75	46	12	150	168
		16.5	220	242

10.5 矩形磁滞回线磁芯

10.5.1 非晶合金

1. 磁放大器用磁芯

东芝 (TOSHIBA) 钴基非晶合金材料用作磁放大器磁芯材料有两种型号: MS 和 MT。MT 磁材料比 MS 材料损耗低 30%。MS 用到开关频率 200kHz 左右; MT 用到大于 250kHz。性能和磁芯规格如表 10-21 和 10-22 所示。尺寸标注见图 10-7 所示。

表 10-21 MS 型磁放大器用磁芯尺寸和磁特性

型号	尺寸(mm) $\pm 0.2\text{mm}$			A_e (mm^2)	l_e (mm)	$\phi_c A_w$	ϕ_c (μWb)	H_c (A/m)	α (%)	绝缘层
	D	d	h							
MS7×4×3w	9.1	3.3	4.8	3.38	18.8	24	3.71	最大 2 5	最小 94	黑树脂壳
MS8×7×4.5w	9.5	5.8	6.6	1.69	23.6	39	1.86			
MS9×7×4.5w	10.5	5.8	6.6	3.38	25.1	78	3.71			
MS10×6×4.5w	11.5	4.8	6.6	6.75	25.1	105	7.43			
MS10×7×4.5w	11.5	5.8	6.6	5.06	26.7	117	5.57			
MS12×8×4.5w	13.8	6.8	6.6	6.75	31.4	216	7.43			
MS14×8×4.5w	15.8	6.8	6.6	10.13	34.6	324	11.14			
MS15×10×4.5w	16.8	8.8	6.6	8.44	39.3	458	9.26			
MS18×12×4.5w	19.8	10.8	6.6	10.13	47.1	836	11.14			
MS21×14×4.5w	22.8	12.8	6.6	11.81	55.0	1377	12.99			
MS12×8×3w	13.7	6.4	4.8	4.50	31.4	127	4.95	-----	-----	红树脂壳
MS15×10×3w	16.7	8.4	4.8	5.63	39.3	278	6.19			

表 10-22 MT 型磁放大器用磁芯尺寸和磁特性

型号	尺寸(mm) $\pm 0.2\text{mm}$			A_e (mm^2)	l_e (mm)	$\phi_c A_w$	ϕ_c (μWb)	H_c (A/m)	α (%)	绝缘层
	D	d	h							
MT7×4×3w	9.1	3.3	4.8	3.38	18.8	21	3.34	最大 20	最小 94	黑树脂壳
MT8×7×4.5w	9.5	5.8	6.6	1.69	23.6	33	1.58			
MT9×7×4.5w	10.5	5.8	6.6	3.38	25.1	70	3.34			
MT10×6×4.5w	11.5	4.8	6.6	6.75	25.1	98	6.91			
MT10×7×4.5w	11.5	5.8	6.6	5.06	26.7	105	5.01			
MT12×8×4.5w	13.8	6.8	6.6	6.75	31.4	201	6.91			
MT14×8×4.5w	15.8	6.8	6.6	10.13	34.6	301	10.36			
MT15×10×4.5w	16.8	8.8	6.6	8.44	39.3	426	8.63			
MT18×12×4.5w	19.8	10.8	6.6	10.13	47.1	777	10.36			
MT21×14×4.5w	22.8	12.8	6.6	11.81	55.0	1280	12.08			
MT12×8×3w	13.7	6.4	4.8	4.50	31.4	118	4.60	-----	-----	红树脂壳
MT15×10×3w	16.7	8.4	4.8	5.63	39.3	258	5.75			

D —外径; d —内径; h —环高; A_e —有效磁芯截面积; l_c —平均磁路长度; $\phi_c A_w$ —处理功率参考值 (μWbmm^2), A_w —骨架窗口面积; ϕ_c —总磁通 (公差 15%); H_c —矫顽磁力, 100kHz, 80A/m, 环形磁芯测试值; $\alpha = B_s/B_c$ —矩形度。绝缘层 UL94V-0 型, 耐热 130°C。工作温度 $-40 \sim +120^\circ\text{C}$ 。

西门子公司—德国真空熔炼公司生产的磁放大器用磁芯 Vitrovac 6025Z 典型磁特性为: $B_s=0.58\text{T}$; 居里温度 $T_c=240^\circ\text{C}$; 120°C 时, 双向磁化 $\Delta B_s=0.8\text{T}$ (最小)。损耗要比东芝 MS 大些。此外 Allied Signal 公司的钴基非晶合金 Metglas 2714A 的也是用于磁放大器的磁芯材料。其主要性能: 密度 7.59g/cm^3 ; 电阻率 $\rho = 140 \mu \Omega \text{cm}$; $B_s=0.57\text{T}$; $T_c=225^\circ\text{C}$; 晶变温度 $T_j=560^\circ\text{C}$; 矩形度 $\alpha = 0.95$; 损耗 0.1T 时 0.18W/kg (10kHz); $\alpha = 0.96$, 损耗 0.1T 时 4.5W/kg (50kHz)。

10.5.2 噪声抑制器件

噪声抑制器件分噪声抑制磁珠和尖峰抑制器。东芝噪声抑制磁珠规格和磁性能如表 10-23。尖峰抑制器磁芯如表 10-24 所示。

表 10-23 非晶磁珠

型号	尺寸			总磁通 ϕ_c (μWb)	A_L (μH)
	D	d	h		
AB3×2×3W	4max	1.5min	4.5max	0.9min	3.0min
AB3×2×4.5W	4max	1.5min	6.0max	1.3min	5.0min
AB3×2×6W	4max	1.5min	7.5max	1.8min	7.0min
AB4×2×4.5W	5max	1.5min	6.0max	2.7min	9.0min
AB4×2×6W	5max	1.5min	7.5max	3.6min	12.0min
AB4×2×8W	5max	1.5min	9.5max	4.8min	16.0min

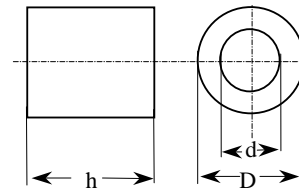


图 10-7 环形磁芯尺寸

东芝磁珠还有带引线 (立式和卧式两种) 的以及表面贴装磁珠, 不再一一列举。

表 10-24 尖峰抑制磁芯

型号	尺寸			*总磁通 ϕ_c (μWb)	** A_L (μH)	$\phi_c A_w$ (μWbmm^2)	A_e (mm^2)
	D	d	h				
SA7×6×4.5	9.0max	4.4min	7.5max	1.82min	1.1min	28	1.69
SA8×6×4.5	10.0max	4.4min	7.5max	3.65min	2.0min	55	3.38
SA10×6×4.5	12.3max	4.4min	7.5max	7.29min	3.3min	111	6.75
SA14×6×4.5	16.3max	6.3min	7.5max	10.94min	3.0min	341	10.13

*50kHz, 80A/m 测试值。

**50kHz, 1V, 1匝, 测试值。

表 10-25 3R1 主要磁性能

符号	条件	数值	单位
μ_i	$25^\circ\text{C}; 0.1\text{T}; \leq 10\text{kHz}$	$800 \pm 20\%$	
B	$10\text{kHz}, 250\text{A/m}; 25^\circ\text{C}^*$ 100°C^{**}	$\geq 360^*$ $\geq 285^{**}$	mT
B_r	从 1kA/m 25°C^* 100°C^{**}	$\geq 310^*$ $\geq 220^{**}$	mT
H_c	从 1kA/m 25°C^* 100°C^{**}	≤ 52 ≤ 23	A/m
ρ	DC, 25°C	10^3	Ωm

10.5.3 矩形磁滞回线铁氧体磁芯

用作磁放大器磁芯的矩形磁滞回线铁氧体材料如 Ferroxcube-Philipsd 的 3R1。居里温度 230°C 。其主要性能如表 10-25 所示。这种磁材料的环形磁芯有一个机械谐振频率。如果大幅度磁通偏摆频率与机械谐振频率相同, 产生谐振时过高的机械应力超过环的极限应力将引起环破裂。环谐振频率近似按下式计算:

$$f_r = 3629 / (D + d) \text{ (kHz)}$$

式中 D 和 d 为环的外径和内径 (mm)。3R1 材料环的规格有 TN9/6/3; TN10/6/6; TN13/7.5/5; TN14/9/5; TN17/11/11; TN23/14/7; TN36/23/15 等。

10.6 绝缘（详见《电子变压器设计手册》）

磁性元件的线圈与磁芯及外部绝缘与线圈所施加的电压和环境条件有关，为保证安全使用，在元件制造中应当符合有关规范。

10.6.1 线圈端部处理 — 留边距离 Z、端空距离 d

1. 留边距离 Z

留边与防潮方式和实验电压有关，如表 10-26 所示。

表 10-26 留边距离

实验电压	≤2kV	2.5kV	3kV	3.5kV	4kV	4.5kV	5kV
留边距离	Z(mm)						
开放式、裹覆	2	3	4	5.4	6.7	8.3	10
端封、灌注	2	2	2.5	3.2	3.7	4.3	5

2. 端空 d

预留的空间，考虑实验电压

$$d=d_1+Z$$

式中 d_1 —端板厚。如表 10-27 所示。

表 10-27 端厚 d_1

工作电压	磁芯窗高	两端厚度	表面厚度	工作电压	磁芯窗高	两端厚度	表面厚度
≤2kV	≤25	1.5~2	1.5~2	≤3kV	≤100	3~3.5	2.5~3
	≤50	2~2.5	2~2.5		>100	3.5~4	3~3.5
	≤100	2.5~3	2.5~3	≤4kV	≤100	3.5~4.5	3.5~4
	>100	3~3.5	2.5~3		>100	4~5	4~5

10.6.2 内层绝缘(线圈骨架到磁芯)、绕组间绝缘

1. 内层绝缘

(1) 玻璃布筒底,工作电压<500V 时可不包内层绝缘，或为了绕线，绕 1~3 层电话纸或电缆纸。

(2) 当工作电压>500V，查表 10-28。

表 10-28 工作电压与绝缘关系

工作电压	聚酯薄膜(0.05mm 厚)+电缆纸(0.12mm 厚)
≤300V	2 层+1 层
450	2 层+2 层
700V	3 层+3 层
1100V	3 层+6 层

2. 绕组之间的绝缘:

特殊情况由实验电压决定。一般由最大电位差和高温最小绝缘电阻决定。

(1) 对高温最小电阻无要求，以纸类作绕组间绝缘。

(2) 对高温最小电阻有要求的，E 级按上表 10-28 选用。工作电压高时，为提高绝缘，垫入 2 到 3 层聚酯薄膜，可减少 1 层电缆纸。

3. 外包绝缘

(1) 线圈灌注，裹覆时，外包 1~2 层电话纸或电缆纸作机械保护，防潮由灌注、裹覆层承担。

(2) 线圈端封时,外包绝缘承担防潮,抗电作用.其外层为 1~2 层醇酸玻璃漆布,外包绝缘层数随工作电压增加。

4. 层间绝缘

(1) 根据层间交流电压及导线直径按表 10-29 决定: 层间电压=2×绕组交流电压/绕组层数(V)

表 10-29 层间绝缘

材 料	电 容 器 纸		电 话 纸	电 缆 纸			聚 酯 薄 膜	
	1×0.012	1×0.03	1×0.05	1×0.08	1×0.08	1×0.12	1×0.05	2×0.05
层间电压(V)(有效值)	27	60	100	150	300	200	200	350
最大线径(mm)	0.1	0.28	0.42	0.67	0.8	1.25	0.67	1.25 以上

说明: 如纸浸 E 类漆(如 3404),达 E 级

B 和 E 级应采用 QZ 漆包线,不能用 Q 或 QQ

最大线径是从绝缘层机械强度考虑,

各种聚酯薄膜耐热等级不同,按实际耐热决定.

(2) 高压滤波器在启动和拉闸期间有高压,起端最初几层层间应加强.

(3) 层间交流电压超过 300~400V 时,绕组分段,降低层间电压.

10.6.3 线圈的裹覆、端封和灌注方式的选择

环氧树脂封灌防潮最好,应用范围如表 10-30 所示。

表 10-30 封灌应用范围

	裹 覆	端 封	灌 注
防 潮	尚 好	介于裹覆、灌注之间	良 好
适 用 范 围	一 般	要 求	受潮周期长,而工作周期短的产品
电 绝 缘	适 于	低 压	适于高压(灌注有利于排除气泡防止电晕)
出 头 结 构	适 于 焊	片 出 头	适于焊片及螺钉出头
环 氧 层 厚 度	约 0.5mm 左右	见表 10.6.6	

表 10-31 环氧树脂、灌注线圈端厚与表面厚度

工作电压	铁芯窗高	两端厚度	表面厚度	工作电压	铁芯窗高	两端厚度	表面厚度
≤2kV	≤25	1.5~2	1.5~2	≤3kV	≤100	3~3.5	2.5~3
	≤50	2~2.5	2~2.5		>100	3.5~4	3~3.5
	≤100	2.5~3	2.5~3	≤4kV	≤100	3.5~4.5	3.5~4
	>100	3~3.5	2.5~3		>100	4~5	4~5

10.6.4 出头绝缘距离

出头焊片间、出头螺钉及其对低的绝缘距离取决于工作电压、邻近绕组出头间电位差及工作条件。参看图 10-27。如出头不满足绝缘要求的,可采用翻头、焊片打弯、改换出头位置、高压电缆引出、灌注和侧面出头等来加大绝缘距离。

10.6.5 工艺

1. 底筒 绝缘性能应保证击穿电压>3000~4000V.

2. 浸渍 用绝缘漆将粗相组织和微细孔、匝间空隙、纤维绝缘层间空隙以及结构中的空隙填充。

常用浸渍清漆登记、牌号如表 10-32 所示。

作用：提高机械强度，耐热，防潮，耐化学和绝缘性能和提高导热性。

表 10-32 常用浸渍清漆

耐热等级	A	E	B	F	H
浸渍绝缘漆的牌号	F30-2 L30-10	A30-2 EA-2	A30-1,H30-2 6305,801	Z30-2 J801	W30-1 PAJ-2

溶剂漆(A30-1 氨基醇酸绝缘漆,H30-2 环氧绝缘漆,Z30-2 聚酯绝缘漆,W30-1 有机硅漆)和无溶剂漆(J801 环氧聚酯无溶剂漆,H30-5 环氧无溶剂漆).还有热固和光敏固化之分,阻燃和非阻燃之分.

3. 裹覆 环氧

4. 端封

- ① 防潮和提高绝缘性能，用环氧灌封，在浸渍并充分烘干后处理。
- ② 筒底为环氧或酚醛玻璃胶布压制。
- ③ 外包应有适当厚度,包紧包牢。
- ④ 端封弧度 $>2\sim 3\text{mm}$ 。

10.7 磁性元件相关标准

10.7.1 国家标准

1. 总规范

- GB/T9637-88 彩色电视接收机用回扫变压器总技术条件
- GB/T14860-93 通信和电子设备用变压器和电感器总规范
- GB/T15290-1994 电子设备用电源变压器和滤波扼流圈总技术条件
- GJB1435—92 开关电源变压器总规范
- GJB1521—92 小功率脉冲变压器总规范
- GJB1661—92 中频、射频和鉴频变压器总规范
- GJB2829—97 音频、电源和大功率脉冲变压器总规范
- GJB675—89 有可靠性指标的模制射频固定电感器总规范
- GJB1864—94 射频固定和可变式电感器总规范
- SJ2885—88 电子设备用固定电感器总规范
- SJ20037—92 射频固定和可变电感器总规范
- SJ/T10528—94 彩色电视接收机用偏转线圈通用技术要求
- SJ3270—90 隔离变压器的安全要求

2. 分规范

- GB/T15183—1994 按能力批准评定质量的电子设备用电源变压器分规范 (IEC61248-3)
- GB/T15184—1994 按能力批准评定质量的电子设备用开关电源变压器分规范 (IEC61248-4)
- SJ/T16014—1995 按能力批准程序评定质量的电子设备用电源电感器分规范 (IEC61248-6) SJ/T10615-1995 按能力批准程序评定质量的电子设备用信号变压器分规范 (IEC61248-2)
- SJ/T10616-1995 按能力批准程序评定质量的电子设备用脉冲变压器分规范 (IEC61248-5)

3. 变压器和电感器标准

- SJ/T10003-91 TDA 型电源变压器
- SJ/T10004-91 BCK 型开关电源变压器

- SJ/T10005-91 BCC 型音频变压器
 SJ/T10006-91 LCL 型电源滤波电感器
 SJ/T10139-91 半导体调频广播接收机用中频变压器
 SJ/T10290-91 半导体调频广播接收机用内附电容式中频变压器
 SJ/T10685-1995 半导体广播接收机用中频变压器及振荡线圈
 SJ/T11132-1997 微波炉用电源变压器

4. 行业标准

- SJ/T2887-88 电子元器件详细规范 电子设备用 LGA0307 型固定电感器评定水平 A
 SJ/T2888-88 电子元器件详细规范 电子设备用 LGA0410 型固定电感器评定水平 A
 SJ/T2889-88 电子元器件详细规范 电子设备用 LGB0606 型固定电感器评定水平 A
 SJ/T2890-88 电子元器件详细规范 电子设备用 LGB0909 型固定电感器评定水平 A
 SJ/T10021-91 电子元器件详细规范 电子设备用 LGB0810 型固定电感器评定水平 E
 SJ/T51660/1-94 QP4A001 型偏转线圈详细规范
 SJ20346-93 LG1-B-100 型固定电感器详细规范
 SJ20037/3-97 LTB2B1013 型可变电感器详细规范
 SJ20037/4-97 LGA200307、LGA200410 型固定电感器详细规范
 SJ20037/5-97 LTB201013 型可变电感器详细规范

5. 电视机电感和变压器质量标准

- SJ/T9552.1-93 彩色电视接收机用行线性线圈质量分等标准

6. 尺寸标准

- GB/T14006.1-1997 通信和电子设备用变压器和电感器外形尺寸 第 1 部分：采用 YE1-1 铁芯片变压器和电感器（IEC60852-1）
 GB/T14006.2-1997 通信和电子设备用变压器和电感器外形尺寸 第 2 部分：采用 Yex-2 铁芯片用于印刷电路安装的变压器和电感器（IEC60852-2）
 GB/T14006.3-1997 通信和电子设备用变压器和电感器外形尺寸 第 3 部分：采用 YUI 铁芯片变压器和电感器（IEC60852-3）

（以上三个标准铁芯片尺寸由 IEC60740 标准规定）

- QJ766-82 E、EX(XI)型变压器、组流圈形式和尺寸
 QJ767-82 OD 型变压器、组流圈形式和尺寸
 QJ768-82 C 型变压器、组流圈形式和尺寸
 QJ769-82 BCD 型变压器、阻流圈形式和尺寸

（QJ 为航天工业行业标准）

7. 设计计算标准

- SJ/Z1758-81 400Hz 三相 E 形铁芯电源变压器典型计算
 SJ/Z1762-81 500Hz 单相 C 形铁芯电源变压器和阻流圈典型计算
 SJ/Z1763-81 50Hz 三相铁芯电源变压器典型计算
 SJ/Z1850-81 小型音频变压器典型设计
 SJ/Z2556-84 GE、GEB 型铁芯单相 50Hz 电源变压器典型计算
 SJ/Z2605-85 单相变压器和阻流圈用 XCD 型 C 型铁芯结构图册
 SJ/Z2921-88 开关电源变压器典型计算方法

GJB/Z59.1-94 军用磁性元件系列型谱 电感器

8.磁芯尺寸标准

GB/T9630—88 磁性氧化物制成的罐形磁芯及其附件尺寸 (IEC60133)

SJ/T2743—87 电源用磁性氧化物磁芯(EI磁芯)的尺寸 (IEC60647)

SJ/T2744—87 磁性氧化物制成的方形磁芯(RM磁芯)及其附件的尺寸 (IEC60431)

SJ/T2881—88 磁性氧化物或铁粉制成的环形磁芯的尺寸 (IEC60525)

SJ/T3172—88 磁性氧化物制成的E磁芯及其附件的尺寸

SJ/T10282—91 电源用磁性氧化物ETD磁芯的尺寸 (IEC61185)

SJ/T2744—87 磁性氧化物制成的E磁芯及其附件的尺寸 (IEC61185)

SJ/T11153-1998 磁性氧化物制成的ETD磁芯尺寸系列

10.7.2 部分国际标准

1.美国军标

MIL-T-27 变压器和电感器(音频/电源和大功率脉冲)总规范

2. IEC标准

IEC742 隔离变压器及安全隔离变压器技术要求

IEC1007 磁性元件和铁氧体材料

IEC60852-1:1986 通信和电子设备用变压器和电感器外形尺寸 第一部分:采用YEI-1铁芯片变压器和电感器

IEC60852-2:1992 通信和电子设备用变压器和电感器外形尺寸 第二部分:采用YEx-1铁芯片用于印刷电路板安装的变压器和电感器

IEC60852-3:1994 通信和电子设备用变压器和电感器外形尺寸 第三部分:采用YUI-1铁芯片变压器和电感器

IEC60852-4:1994 通信和电子设备用变压器和电感器外形尺寸 第四部分:采用YUI-2铁芯片变压器和电感器

IEC60852-5:1994 通信和电子设备用变压器和电感器外形尺寸 第五部分:采用C型铁芯Q系列的变压器和电感器

IEC61007 (V2) 通信和电子设备用变压器和电感器—测试方法和试验程序

IEC61248-1:1996 通信和电子设备用变压器和电感器 第一部分:总规范

IEC61248-2:1996 通信和电子设备用变压器和电感器 第二部分:按能力批准评定质量的信号变压器和电感器分规范

IEC61248-3:1996 通信和电子设备用变压器和电感器 第三部分:电源变压器分规范

IEC61248-4:1996 通信和电子设备用变压器和电感器 第四部分:开关电源变压器分规范

IEC61248-5:1996 通信和电子设备用变压器和电感器 第五部分:脉冲电源变压器分规范

IEC61248-6:1996 通信和电子设备用变压器和电感器 第六部分:电感器分规范

IEC61248-7:1996 通信和电子设备用变压器和电感器 第七部分:按能力批准评定质量的高频电感器和中频变压器分规范

IEC60398-1:1998 抑制射频干扰用固定电感器 第1部分:总规范

IEC60398-2:1998 抑制射频干扰用固定电感器 第2部分:分规范 试验方法的选择和一般要求(注:14、15项由IEC/TC40负责)

IEC61605:1996 电子通信设备用固定电感器和变压器—标志编码规则

IEC61797-1:1996 通信和电子设备用变压器和电感器—线圈骨架主要尺寸 第1部分：叠层线圈骨架

3. 尺寸磁芯标准

IEC 1246 :1994 E 型铁芯
IEC 647 :1976 EC 型铁芯
IEC 1596:1995 EP7-30 型铁芯
IEC 1185:1995 ETD 19-59 型
IEC 133:1985 P 型铁芯
IEC 1247:1995 PM 型铁芯
IEC 431:1983 RM4~RM10, RM12, RM14(修正 1, 1995)

4. 德国相关部分标准

VDE0551 变压器安全规程
GS DIN 45 970 1 通信用电感和变压器铁芯
(CECC 25 000)
SS/BDS DIN 45 970 11 电感应用的磁性铁氧体
(CECC 25 100)
SS/BDS DIN 45 970 12 线性变压器用的磁性铁氧体
(CECC 25 200)
SS/BDS DIN 45 970 13 功率用的磁性铁氧体
(CECC 25 300)
SS DIN 45 970 14 应用在电感和调谐变压器中的磁性铁氧体调节器
(CECC 25 400)
BDS DIN 45 970 141 应用在电感和调谐变压器中的磁性铁氧体调节器
(CECC 25 401)
GS CECC 26 000 定做的变压器和电感.
GS DIN IEC 723 1 通信用电感和变压器铁芯
QC250 000
(IEC 723-1)
SS DIN IEC 723 2 电感用铁氧体磁芯
QC250 100
(IEC 723-2)
BDS DIN IEC 723 2-1 广播变压器铁氧体磁芯,质量评估 A 级.
QC250 101
(IEC 723-2-1)
SS DIN IEC 723 3 广播变压器铁氧体磁芯
QC250 200
(IEC 723-3)
BDS DIN IEC 723 3-1 广播变压器铁氧体磁芯,质量评估 A 级.
QC250 201
(IEC 723-3-1)
SS DIN IEC 723 4 功率用变压器和扼流圈用铁氧体磁芯
QC250 300

(IEC 723-4)

BDS DIN IEC 723 4-1 功率用变压器和扼流圈用铁氧体磁芯,质量评估等级 A.

QC250 301

(IEC 723-4-1)

SS DIN IEC 723 5 对于调节电感和变压器的铁氧体调节器

QC250 400

(IEC 723-5)

BDS DIN IEC 723 5-1 对于调节电感和变压器的铁氧体调节器,质量评估等级 A.

QC250 401

(IEC 723-5-1)

(GS—总规范), SS—分规范, BDS—详细规范。CECC—欧洲质量评估体制)

本书常用符号:

符号	意义	符号	意义
A_e	磁芯有效截面积	α	角度或矩形度
A_L	磁芯电感系数	β	晶体管电流放大倍数
A_w	线圈窗口面积	γ	电导率
B_r	磁材料剩磁感应	δ	间隙长度
B_s	磁材料饱和磁感应	η	效率
C	电容	μ	磁导率
D	占空度或环的外径	π	圆周率
d	环的内径或材料的密度	ρ	电阻率
E, e	电动势	ϕ	磁通
f	频率	ψ	磁链
G	磁导或电导	Δ	穿透深度
H, H_c	磁场强度和矫顽磁力	下 标	

<i>h</i>	高度	1~9	序号
<i>I</i>	电流	1, 2	初级, 次级
<i>J</i>	磁化强度	a	中值
<i>j</i>	电流密度	ac	交流
<i>k, k_w</i>	系数和窗口充填系数	c	磁芯
<i>L</i>	电感	cu	铜
<i>l_e</i>	磁芯有效长度	dc	平均值或直流
<i>l_a</i>	线圈平均匝长	e	等效或涡流
<i>M</i>	互感系数	h	
<i>N</i>	线圈匝数	i	输入
<i>n</i>	匝比	j	PN-结
<i>P</i>	功率	lim	极限
<i>p</i>	单位 m ³ 或单位 kg 材料的损耗	m	磁场
<i>R</i>	电阻或磁阻	max	最大
<i>r</i>	动态电阻或半径	min	最小
<i>S</i>	开关	o	输出
<i>T</i>	时间、周期或温度	on	导通
<i>t</i>	瞬态时间或时刻	of	截止
<i>U</i>	电压或磁压降	p	峰值
<i>U_i, U_o</i>	输入和输出电压	r	相对, 参考, 剩余
<i>V</i>	体积	s	饱和、漏或屏蔽
<i>W</i>	能量	th	热
<i>Z</i>	阻抗	w	线圈

参考文献:

1. 《Philips Magnetic Components》1996 (Mannul)
2. 《Magnetic Powder Cores-Powder Core Division》The Arnold Engineering Company
3. 《Fast Design of Planar SMPS Transformers》PCIM'97 D.J.Huisman pp323~pp332
4. 《Soft Ferrite Hand Book》Core Gain Developments LTD.
5. 《TDK Ferrite Cores》(Mannul)
6. 《电工基础》秦曾煌 高等教育出版社 1990
7. 《仪表电器材料》邹香甫 王介淦 南京航空航天大学 1996
8. 《铁氧体磁心》康达电子器材厂
9. 《整流滤波电感的选择与设计》黄永富
10. 《电子变压器手册》辽宁科技出版社 1999 年
11. 非晶态合金制品 北京冶金研究所
12. 产品介绍 上海钢铁研究所
13. 《Soft Ferrite Hand Book》Core Gain Developments LTD.
14. 《开关电源中铁芯滤波电感两个设计公式》论文集 89'
15. 《Permanent Magnets and Magnetism》D. Hadfield London Iliffe Books LTD 1962
16. 《Permanent Magnets and Their Application》Rollin J. Parker, Robert J. Studders . John Wiley and Sons, Inc. 1962
17. 《电力电子技术》丁道宏 航空工业出版社 北京 1999
18. 《Ferrites and Accessories》S+M Siemens Matsushita Components Data Book 1997
19. 《Amorphous Magnetic Parts》Toshiba 1997
20. 《电感计算》海特维西 国防工业出版社 1960 年
21. 《电子变压器手册》电子工业出版社

22. 《Электромагниты Постоянного Тока》 А. В. Гордони
А. Г. Сливинская 1960 МОСКВА
23. 《航空电器》 航空电器编写组 编 1981 北京 航空工业出版社
24. IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE RECORD 1978 P.256
(正弦波与方波损耗)
25. 《Unitrode Magnetics Design Handbook》 Lloyd H. Dixon
26. 《Switching Power Supply Design》 Abraham I. Pressman Second Edition McGraw-Hill 1998